

Equipo para medida y ensayo de generadores termoeléctricos



Grado en Ingeniería Eléctrica y Electrónica

Trabajo Fin de Grado

Oscar Martínez Inda

Eugenio Gubia Villabona, Javier Goicoechea Fernández

Pamplona, 25 de Junio de 2016

Resumen

El presente Trabajo Fin de Grado se centra en el diseño de un sistema electrónico basado en Arduino para realizar el ensayo de generadores termoeléctricos mediante un convertidor electrónico de potencia. El sistema se encargara de realizar un barrido de tensión y corriente para diferentes configuraciones del módulo termoeléctrico bajo diferentes condiciones de trabajo determinando el punto de máxima potencia. Los principales puntos a tratar en el diseño de este prototipo son:

- Caracterización del comportamiento de las células termoeléctricas que formaran parte del módulo termoeléctrico sometido a ensayo.
- Estudio y selección de la topología para la etapa de potencia que mejor se ajuste a la aplicación del proyecto.
- Análisis del funcionamiento y estrategia de control de la etapa de potencia seleccionada.
- Diseño, selección y dimensionamiento de los principales elementos y componentes que formaran parte de la etapa de potencia.
- Diseño del circuito analógico para la medida de las variables de tensión y corriente.
- Diseño del sistema de adquisición y visualización de datos en PC mediante Arduino y LabView.

PALABRAS CLAVE: *generador termoeléctrico, convertidor DC/DC, Arduino DUE, potencia, Mosfet.*

Abstract

This Final Project focuses on the design of an electronic system based on Arduino for testing thermoelectric generators by an electronic power converter. The system will perform a sweep voltage and current for different configurations of thermoelectric module under different working conditions. Additionally, it can be configured for determining the maximum power point. The main points to be addressed in the design of this prototype are:

- To characterize the behavior of thermal cells that are main part of the thermoelectric module under test.
- Study and selection of the topology for the power conversion stage that fits best the challenges of the project.
- Analysis operation and control strategy for of selected power stage.
- Design, selection and sizing of the main elements and components that were part of the power stage.
- Analog circuit design for the measurement of voltage and current variables.
- Acquisition system design and data visualization PC by Arduino and LabView

KEYWORDS: *thermoelectric generator, DC/DC converter, Arduino DUE, power, Mosfet.*

Índice pág.

Índice de Figuras III

Índice de Graficas VI

Índice de Tablas VIII

Capítulo 1: Introducción 1

1.1-Justificación y objeto del proyecto1

1.2-Introducción a la termoelectricidad y generadores termoelectricos1

1.3-Modelo eléctrico y caracterización de la célula termoelectrica3

1.4-Introducción a la tecnología aplicada6

1.5-Objetivos y fases del proyecto7

Capítulo 2: Etapa de potencia 9

2.1-Estudio y selección de la topología del convertidor de potencia9

2.1.1-Topología 112

2.1.2-Topología 217

2.1.3-Topología 320

2.1.4-Topología 424

2.1.5-Topología 534

2.1.6-Topología seleccionada y justificación de la elección40

2.2-Descripción y análisis del funcionamiento del convertidor43

2.3-Diseño del convertidor de potencia54

2.3.1-Datos de partida y especificaciones54

2.3.2-Dimensionado de componentes pasivos56

2.3.3-Selección de los componentes pasivos67

2.3.4-Selección de los semiconductores de potencia94

2.3.5-Dimensionado y selección de la resistencia/s de carga109

2.3.6-Calculo de pérdidas y dimensionado del radiador110

2.3.7-Estimación del rendimiento122

2.4-Diseño de la tarjeta PCB124

Capítulo 3: Control del convertidor	125
3.1-Selección del microcontrolador	125
3.2-Selección del driver	128
3.3-Modulación PWM	132
3.4-Lazo de control de corriente y sintonización del controlador PI	134
3.5-Algoritmo MPPT	138
3.6-Medida y acondicionamiento de señal	140
3.6.1-Medida y acondicionamiento de corriente	140
3.6.2-Medida y acondicionamiento de tensión	143
3.7-Adquisición y visualización de datos	146
 Conclusiones y líneas futuras	 148
 Bibliografía y referencias	 150
 Anexos	 ¡Error! Marcador no definido.
ANEXO I: LISTA DE MATERIALES Y AVANCE DE PRESUPUESTO ..	¡Error! Marcador no definido.
ANEXO II: PLANOS Y ESQUEMAS	¡Error! Marcador no definido.
ANEXO III: DATA SHEETS COMPONENTES	¡Error! Marcador no definido.

Índice de Figuras pág.

<i>Figura 1.1: Aplicación del efecto termoelectrico o efecto Seebeck [7].....</i>	<i>1</i>
<i>Figura 1.2: Esquema básico de un generador termoelectrico [11].....</i>	<i>2</i>
<i>Figura 1.3: Modelo eléctrico de la célula termoelectrica [9].....</i>	<i>3</i>
<i>Figura 1.4: Célula termoelectrica TG12-8L y datos característicos.....</i>	<i>4</i>
<i>Figura 1.5: Equivalente Thevenin circuito célula termoelectrica + carga.....</i>	<i>5</i>
<i>Figura 1.6: Esquema básico de un convertidor de potencia [6].....</i>	<i>6</i>
<i>Figura 1.7: Esquema general del equipo para ensayo de generadores termoelectricos.....</i>	<i>7</i>
<i>Figura 2.1: Circuito para la etapa de potencia (Topología 1).....</i>	<i>12</i>
<i>Figura 2.2: Lazo de control de corriente (Topología 1).....</i>	<i>12</i>
<i>Figura 2.3: Circuito para la etapa de potencia con filtro LC (Topología 1bis).....</i>	<i>15</i>
<i>Figura 2.4: Circuito para la etapa de potencia (Topología 2).....</i>	<i>17</i>
<i>Figura 2.5: Circuito para la etapa de potencia (Topología 3).....</i>	<i>20</i>
<i>Figura 2.6: Circuito para la etapa de potencia (Topología4).....</i>	<i>24</i>
<i>Figura 2.7: Circuito de control de histéresis (Topología 4).....</i>	<i>24</i>
<i>Figura 2.8: Circuito para la etapa de potencia (Topología 4bis).....</i>	<i>27</i>
<i>Figura 2.9: Lazo de control de corriente con doble salida PWM (Topología 4bis).....</i>	<i>28</i>
<i>Figura 2.10: Circuito para la etapa de potencia (Topología5).....</i>	<i>34</i>
<i>Figura 2.11: Lazo de control de corriente (Topología 5).....</i>	<i>34</i>
<i>Figura 2.12: Esquema general del convertidor DC/DC.....</i>	<i>43</i>
<i>Figura 2.13: Formas de onda de tensión y corriente en los elementos del convertidor (MCC) [3].....</i>	<i>47</i>
<i>Figura 2.14: Relación V_o/V_i en función del ciclo de trabajo D [3].....</i>	<i>47</i>
<i>Figura 2.15: Formas de onda de tensión y corriente en los elementos del convertidor (MCD) [3].....</i>	<i>50</i>
<i>Figura 2.16: Variación de la tensión y corriente en el inductor en MCC y MCD. [3].....</i>	<i>51</i>
<i>Figura 2.17: Corriente I_o crítica en función de D_1 para V_o constante [3].....</i>	<i>52</i>
<i>Figura 2.18: MCC y MCD para diferentes valores de D_1 [3].....</i>	<i>52</i>
<i>Figura 2.19: Filtro LC que se forma tanto a la entrada como a la salida del convertidor.....</i>	<i>59</i>
<i>Figura 2.20: Diagrama de Bode para el filtro LC de segundo orden.....</i>	<i>60</i>

<i>Figura 2.21: Corrientes a la entrada del convertidor.....</i>	<i>61</i>
<i>Figura 2.22: Energía almacenada por el condensador de entrada [11].....</i>	<i>61</i>
<i>Figura 2.23: Corrientes a la salida del convertidor [11].....</i>	<i>64</i>
<i>Figura 2.24: Energía almacenada por el condensador de salida [11].....</i>	<i>64</i>
<i>Figura 2.25: Rizado de tensión de salida [3].....</i>	<i>64</i>
<i>Figura 2.26: Modelo equivalente real de la bobina con núcleo de ferrita [4].....</i>	<i>68</i>
<i>Figura 2.27: Núcleo de ferrita PM62/49 y características principales.....</i>	<i>70</i>
<i>Figura 2.28: Dimensiones del núcleo de ferrita PM62/49.....</i>	<i>70</i>
<i>Figura 2.29: Conductor formado por pequeños hilos para reducir el efecto pelicular [4].....</i>	<i>72</i>
<i>Figura 2.30: Bobina de cobre esmaltado para la fabricación de la inductancia.....</i>	<i>73</i>
<i>Figura 2.31: Efecto de histéresis y corrientes de Foucault [4].....</i>	<i>74</i>
<i>Figura 2.32: Diseño de optimización de pérdidas en la bobina [4].....</i>	<i>75</i>
<i>Figura 2.33: Funcionamiento básico de un condensador.....</i>	<i>76</i>
<i>Figura 2.34: Modelo equivalente de un condensador.....</i>	<i>77</i>
<i>Figura 2.35: Comportamiento de los elementos pasivos del condensador en función de f [4].....</i>	<i>77</i>
<i>Figura 2.36: Condensador de película de 100 μF y características principales.....</i>	<i>78</i>
<i>Figura 2.37: Condensador de película de 50 μF y características principales.....</i>	<i>81</i>
<i>Figura 2.38: Condensador electrolítico de 120 μF y características principales.....</i>	<i>85</i>
<i>Figura 2.39: Condensador electrolítico de 220 μF y características principales.....</i>	<i>88</i>
<i>Figura 2.40: Condensador de película de 50 μF y características principales.....</i>	<i>91</i>
<i>Figura 2.41: Semiconductores y estructura del convertidor.....</i>	<i>94</i>
<i>Figura 2.42: Transistores de potencia y diagrama de segmentos [1].....</i>	<i>94</i>
<i>Figura 2.43: Diodo de potencia y diagrama de segmentos [1].....</i>	<i>94</i>
<i>Figura 2.44: Modelo equivalente del diodo en conducción [1].....</i>	<i>95</i>
<i>Figura 2.45: Diodo y características principales.....</i>	<i>96</i>
<i>Figura 2.46: Estructura de un transistor Mosfet de canal N y modelo equivalente en conducción [1].....</i>	<i>100</i>
<i>Figura 2.47: Estructura de un transistor IGBT y modelo equivalente en conducción [1].....</i>	<i>100</i>
<i>Figura 2.48: Transistor IGBT y características principales.....</i>	<i>103</i>
<i>Figura 2.49: Transistor Mosfet y características principales.....</i>	<i>105</i>

<i>Figura 2.50: Tiempos de conmutación del Mosfet.....</i>	<i>107</i>
<i>Figura 2.51: Resistencias de carga utilizadas para disipar grandes potencias.....</i>	<i>109</i>
<i>Figura 2.52: Tiempos de apagado del diodo.....</i>	<i>111</i>
<i>Figura 2.53: Modelo equivalente del IGB en conducción [1].....</i>	<i>112</i>
<i>Figura 2.54: Modelo equivalente del Mosfet en conducción [1].....</i>	<i>114</i>
<i>Figura 2.55: Capacidades parasitas en terminales del Mosfet.....</i>	<i>116</i>
<i>Figura 2.56: Circuito eléctrico equivalente del proceso de disipación térmica [1].....</i>	<i>118</i>
<i>Figura 2.57: Analogía eléctrica del circuito térmico para dimensionar el radiador.....</i>	<i>120</i>
<i>Figura 2.58: Radiador por convección natural y características principales.....</i>	<i>121</i>
<i>Figura 2.59: Radiador por convección forzada y características principales.....</i>	<i>121</i>
<i>Figura 2.60: Convertidor de potencia con componentes no ideales.....</i>	<i>122</i>
<i>Figura 2.61: Ejemplo de diseño de PCB para fuente conmutada DC de 50 W.....</i>	<i>124</i>
<i>Figura 3.1: Arduino DUE y características principales.....</i>	<i>127</i>
<i>Figura 3.2: Estructura general del circuito Driver [1].....</i>	<i>128</i>
<i>Figura 3.3: Driver y características principales.....</i>	<i>129</i>
<i>Figura 3.4: Esquema y pines de conexión del driver.....</i>	<i>129</i>
<i>Figura 3.5: Circuito de conexión PWM + driver + Mosfet.....</i>	<i>130</i>
<i>Figura 3.6: Ciclo de trabajo y modulación por anchura de pulso en Arduino DUE.....</i>	<i>132</i>
<i>Figura 3.7: Generación de la PWM de forma analógica [1].....</i>	<i>132</i>
<i>Figura 3.8: Salidas PWM y relojes internos Arduino DUE.....</i>	<i>133</i>
<i>Figura 3.9: Diagrama de bloques de un lazo de control realimentado [1].....</i>	<i>134</i>
<i>Figura 3.10: Lazo de control de corriente implementado (PSIM).....</i>	<i>134</i>
<i>Figura 3.11: Modelo de la planta del convertidor (Conmutando interruptor1).....</i>	<i>135</i>
<i>Figura 3.12: Bloque sensor + filtro de corriente.....</i>	<i>135</i>
<i>Figura 3.13: Bloque controlador PI.....</i>	<i>136</i>
<i>Figura 3.14: Diagrama de bloques sistema convertidor + control + MPPT [10].....</i>	<i>138</i>
<i>Figura 3.15: Funcionamiento del algoritmo de seguimiento MPPT (P&O) [10].....</i>	<i>139</i>
<i>Figura 3.16: Esquema del algoritmo de seguimiento MPPT (P&O) [10].....</i>	<i>139</i>

<i>Figura 3.17: Sensor LEM de corriente y características principales.....</i>	<i>140</i>
<i>Figura 3.18: Características eléctricas y esquema de la célula LEM LA25-NP.....</i>	<i>141</i>
<i>Figura 3.19: Esquema general del circuito de medida y acondicionamiento de corriente.....</i>	<i>141</i>
<i>Figura 3.20: Divisor de resistencias para medida de tensión [11].....</i>	<i>141</i>
<i>Figura 3.21: Esquema general del circuito de medida y acondicionamiento de tensión.....</i>	<i>145</i>
<i>Figura 3.22: Programa Arduino para la adquisición y envío de datos USB.....</i>	<i>146</i>
<i>Figura 3.23: Programa e interfaz gráfica para la adquisición y visualización de datos en LabView.....</i>	<i>147</i>

Índice de Graficas pág.

<i>Gráfica 1.1: Curvas características I-V y P-V de la célula TG12-8L.....</i>	<i>4</i>
<i>Gráfica 1.2: Resistencia interna en función de la temperatura de la célula TG12-8L.....</i>	<i>5</i>
<i>Gráfica 1.3: Rendimiento de la TG12-8L en función del ratio R_l/R_s.....</i>	<i>6</i>
<i>Gráfica 1.4: Curvas características de un ensayo experimental para una célula termoeléctrica [13].....</i>	<i>8</i>
<i>Gráfica 2.1: Posibilidades de configuración del generador termoeléctrico.....</i>	<i>10</i>
<i>Gráfica 2.2: Formas de onda I_{teg}, V_{teg}, V_{Sal}, I_{Ro} (Topología 1, Configuración A).....</i>	<i>13</i>
<i>Grafica 2.3: Formas de onda I_{teg}, V_{teg}, V_{Sal}, I_{Ro} (Topología 1, Configuración B).....</i>	<i>14</i>
<i>Gráfica 2.4: Formas de onda I_{teg}, V_{teg}, V_{Ro}, I_{Lf} (Topología 1bis, Configuración A).....</i>	<i>15</i>
<i>Gráfica 2.5: Formas de onda I_{teg}, V_{teg}, V_{Ro} e I_{Lf} (Topología 1bis, Configuración B).....</i>	<i>16</i>
<i>Gráfica 2.6: Formas de onda I_{teg}, V_{teg}, V_{Ro}, I_{Ro}, I_{Lf} (Topología 2, Configuración A).....</i>	<i>18</i>
<i>Gráfica 2.7: Formas de onda I_{teg}, V_{teg}, V_{Ro}, I_{Ro} (Topología 2, Configuración B).....</i>	<i>19</i>
<i>Gráfica 2.8: Formas de onda I_{teg}, V_{teg}, V_{Ro}, I_{Ro}, I_{Lf} (Topología 3, Configuración A).....</i>	<i>22</i>
<i>Gráfica 2.9: Formas de onda I_{teg}, V_{teg}, V_{Ro}, I_{Ro}, I_{Lf} (Topología3, Configuración B).....</i>	<i>23</i>
<i>Grafica 2.10: Formas de onda I_{teg}, V_{teg}, V_{Ro}, I_{Ro}, V_{his} (Topología 4, Configuración A).....</i>	<i>25</i>
<i>Grafica 2.11: Formas de onda I_{teg}, V_{teg}, V_{Ro}, I_{Ro}, V_{his} (Topología 4, Configuración B).....</i>	<i>26</i>
<i>Grafica 2.12: Rizado adicional producido por la histéresis ($f=30\text{Hz}$, Topología 4).....</i>	<i>27</i>
<i>Gráfica 2.13: Resistencia equivalente en función de D_2 ($R_{out}=100$, Topología 4bis).....</i>	<i>28</i>
<i>Grafica 2.14: Resistencia equivalente en función de D_1 ($R_{out}=100$, Topología 4bis).....</i>	<i>29</i>
<i>Gráfica 2.15: Resistencia equivalente en función de $V_{control}$ para D_2 y D_1 ($R_{out}=100$, Top. 4bis).....</i>	<i>29</i>

Gráfica 2.16: Formas de onda I_{teg} , V_{teg} , V_{Ro} , I_{Ro} , I_{Lf} (Topología 4bis, Configuración A).....	30
Gráfica 2.17: Formas de onda I_{teg} , V_{teg} , V_{Ro} , I_{Ro} , I_{Lf} (Topología 4bis, Configuración B).....	31
Gráfica 2.18: Potencia del módulo y señal de conmutación de los interruptores (Topología 4bis).....	32
Gráfica 2.19: $P_{m\acute{a}x}=f(\text{SaltoReq})$, Ensayo en MCC ($R_{out}=R_{teg}$, Topología 4bis).....	33
Gráfica 2.20: Formas de onda características para $R_{out}=0,75 \cdot R_{teg}$ (Top. 4bis, Configuración B).....	33
Gráfica 2.21: Formas de onda I_{teg} , V_{teg} , V_{Ro} , I_{Ro} e I_{Lf} (Topología 5, Configuración A).....	35
Gráfica 2.22: Formas de onda I_{teg} , V_{teg} , V_{Ro} , I_{Ro} e I_{Lf} (Topología 5, Configuración B).....	36
Gráfica 2.23: Resistencia equivalente en función de D ($R_{out}=100$, Topología 5).....	37
Gráfica 2.24: $P_{m\acute{a}x}=f(\text{SaltoReq})$, Ensayo en MCC ($R_{out}=R_{teg}$, Topología 5).....	37
Gráfica 2.25: Comparativa $P_{m\acute{a}x}=f(\text{SaltoReq})$, Ensayo en MCC ($R_{out}=R_{teg}$, Topologías 4 y 5).....	38
Gráfica 2.26: Formas de onda I_{Lf} , V_{Ro} , V_{teg} para un ciclo de trabajo $D_1=0,33$ (Configuración A).....	57
Gráfica 2.27: Formas de onda I_{Lf} , V_{teg} para un ciclo de trabajo critico $D_1 \approx 0,2$ (Configuración A).....	58
Gráfica 2.28: Formas de onda I_{Lf} , V_{Ro} para un ciclo de trabajo critico $D_1=0,5$ (Configuración B).....	58
Gráfica 2.29: Corriente y tensión en el módulo termoelectrico para diferentes D (Configuración B).....	62
Gráfica 2.30: Rizado de tensión en V_{teg} para un ciclo de trabajo $D=0,5$ (Configuración B).....	62
Gráfica 2.31: Rizado de corriente I_{teg} para un ciclo de trabajo $D=0,5$ (Configuración B).....	63
Gráfica 2.32: Tensión V_{Ro} para todo el rango de ciclo de trabajo (Configuración B).....	65
Gráfica 2.33: Rizado de tensión en V_{Ro} para un ciclo de trabajo critico $D_1=0,99$ (Configuración B).....	65
Gráfica 2.34: Corriente en la bobina para todo el rango de ciclo de trabajo (Configuración B).....	67
Gráfica 2.35: Corriente en la bobina para todo el rango de ciclo de trabajo (Configuración A).....	68
Gráfica 2.36: Pérdidas en el núcleo de ferrita para material N27.....	74
Gráfica 2.37: Tensión en los condensadores C_f y C_{out} para el rango de D (Configuración A).....	76
Gráfica 2.38: Corriente I_{Cf} para todo el rango de D (Opción 1, Configuración A).....	80
Gráfica 2.39: Corriente I_{Cf} para todo el rango de D (Opción 1, Configuración B).....	80
Gráfica 2.40: Corriente I_{Cf} para todo el rango de D (Opción 2, Configuración A).....	83
Gráfica 2.41: Corriente I_{Cf} para todo el rango de D (Opción 2, Configuración B).....	83
Gráfica 2.42: Cálculo de ESR e I_{rms} para condensador EPCOS.....	86
Gráfica 2.43: Corriente I_{Cout} para todo el rango de D (Opción 1, Configuración A).....	87
Gráfica 2.44: Corriente I_{Cout} para todo el rango de D (Opción 1, Configuración B).....	87

Gráfica 2.45: Cálculo de ESR e Irms para condensador EPCOS.....	89
Gráfica 2.46: Corriente I_{Cout} (electrolíticos) para el rango de D (Opción 2, Configuración A).....	90
Gráfica 2.47: Corriente I_{Cout} (electrolíticos) para el rango de D (Opción 2, Configuración B).....	90
Gráfica 2.48: Corriente I_{Cout} (película) para el rango de D (Opción 2, Configuración A).....	92
Gráfica 2.49: Corriente I_{Cout} (película) para el rango de D (Opción 2, Configuración B).....	92
Gráfica 2.50: Tensión en el diodo Vak para todo el rango de D (Configuración tipo A).....	95
Gráfica 2.51: Corriente en el diodo I_{ak} para todo el rango de D (Configuración tipo B).....	96
Gráfica 2.52: Caída de tensión en el diodo en función de la corriente y t^a	98
Gráfica 2.53: Tensión en los interruptores PWM para todo el rango de D (Configuración A).....	101
Gráfica 2.54: Corriente en los interruptores PWM para todo el rango de D (Configuración B).....	102
Gráfica 2.55: Caída de tensión en el diodo en función de la corriente y t^a	110
Gráfica 2.56: Tensión de saturación del IGBT en función de la corriente I_c y de la t^a	112
Gráfica 2.57: Resistencia en conducción en función de la corriente I_c y de la t^a	115
Gráfica 2.58: Capacidades parasitas del Mosfet en función de la tensión Vds.....	117
Gráfica 2.59: Potencia de entrada y tensión/corriente de salida entorno a $P_{máx}$ (Configuración A).....	122
Gráfica 2.60: Potencia de entrada y tensión/corriente de salida entorno a $P_{máx}$ (Configuración B).....	123
Gráfica 3.1: Rizado adicional debido a la baja resolución (8 bit, 256 divisiones) de la PWM.....	126
Gráfica 3.2: Rizado con alta resolución (12bit, 4096 divisiones) de la PWM.....	127

Índice de Tablas pág.

Tabla 2.1: Características para las diferentes configuraciones del generador termoelectrico.....	11
Tabla 2.2: Resumen comparativo entre las diferentes topologías estudiadas.....	39
Tabla 2.3: Puntos fuertes y puntos débiles de las diferentes topologías estudiadas.....	42
Tabla 2.4: Características y longitud del entrehierro del núcleo de ferrita (material N27).....	71
Tabla 2.5: Características condensador MKP1848C7 de Vishay.....	79
Tabla 2.6: Características condensador MKP1848C6 de Vishay.....	82
Tabla 2.7: Características eléctricas del condensador B43644A6127M0 de Epcos.....	85
Tabla 2.8: Características eléctricas del condensador B43644A61227M0 de Epcos.....	89

<i>Tabla 2.9: Características condensador MKP1848C6 de Vishay.....</i>	<i>91</i>
<i>Tabla 2.10: Datos técnicos del diodo IDW75E60 de Infineon.....</i>	<i>97</i>
<i>Tabla 2.11: Características máximas del diodo IDW75E60 de Infineon.....</i>	<i>97</i>
<i>Tabla 2.12: Características estáticas del diodo IDW75E60 de Infineon.....</i>	<i>98</i>
<i>Tabla 2.13: Características dinámicas del diodo IDW75E60 de Infineon.....</i>	<i>98</i>
<i>Tabla 2.14: Características térmicas del diodo IDW75E60 de Infineon.....</i>	<i>99</i>
<i>Tabla 2.14: Características térmicas del diodo IDW75E60 de Infineon.....</i>	<i>103</i>
<i>Tabla 2.16: Características máximas del IGBT IKW50N65F5 de Infineon.....</i>	<i>103</i>
<i>Tabla 2.17: Características estáticas del IGBT IKW50N65F5 de Infineon.....</i>	<i>104</i>
<i>Tabla 2.18: Características dinámicas del IGBT IKW50N65F5 de Infineon.....</i>	<i>104</i>
<i>Tabla 2.19: Características térmicas del IGBT IKW50N65F5 de Infineon.....</i>	<i>105</i>
<i>Tabla 2.20: Características máximas del Mosfet IPW65R019C7 de Infineon.....</i>	<i>106</i>
<i>Tabla 2.21: Características estáticas del Mosfet IPW65R019C7 de Infineon.....</i>	<i>106</i>
<i>Tabla 2.22: Características dinámicas del Mosfet IPW65R019C7 de Infineon.....</i>	<i>107</i>
<i>Tabla 2.23: Características térmicas del Mosfet IPW65R019C7 de Infineon.....</i>	<i>108</i>
<i>Tabla 2.24: Resistencia de carga en función de la configuración del módulo TEG.....</i>	<i>109</i>
<i>Tabla 2.25: Pérdidas de conmutación en el IGBT.....</i>	<i>114</i>
<i>Tabla 2.26: Tiempos de conmutación y capacidades parasitas del Mosfet.....</i>	<i>116</i>
<i>Tabla 2.27: Resistencia térmica de la unión de los semiconductores.....</i>	<i>119</i>
<i>Tabla 2.28: Resistencia térmica del encapsulado TO-247.....</i>	<i>119</i>
<i>Tabla 3.1: Prestaciones de los diferentes tipos de Arduino.....</i>	<i>125</i>
<i>Tabla 3.2: Características y conexión de la célula LEM LA35-NP.....</i>	<i>141</i>
<i>Tabla 3.3: Configuración del sensor LEM en función de la conexión del módulo TEG.....</i>	<i>142</i>
<i>Tabla 3.4: Configuración del divisor de tensión en función de la conexión del módulo TEG.....</i>	<i>145</i>

Capítulo 1: Introducción

En el presente capítulo se justifica y define el objeto de la realización del proyecto. En primer lugar se da una introducción a la termoelectricidad, los generadores termoelectricos y su modelo eléctrico así como una introducción a la tecnología aplicada, la electrónica de potencia, para finalmente señalar los principales objetivos del proyecto.

1.1-Justificación y objeto del proyecto

El presente Trabajo Fin de Grado es necesario para llevar a cabo el estudio y desarrollo de generadores termoelectricos de efecto Seebeck que realiza un grupo de investigación de Ingeniería Térmica y de Fluidos de la Universidad Pública de Navarra para el aprovechamiento de fuentes de calor residual recuperando la energía calorífica en los procesos industriales y domésticos a través de los humos resultantes de la combustión, y producir así energía eléctrica directamente utilizable.

1.2-Introducción a la termoelectricidad y generadores termoelectricos

La termoelectricidad estudia la influencia que el calor tiene en la aparición de fenómenos eléctricos. Se trata de una tecnología que tiene la capacidad de producir energía eléctrica a partir de fuentes de calor residual.

El efecto termoelectrico fue observado por Thomas Seebeck a mediados del siglo XIX. Cuando se calienta la unión entre dos materiales distintos, se crea una diferencia de potencial en los extremos fríos y circula, si se juntan dichos extremos una corriente eléctrica.

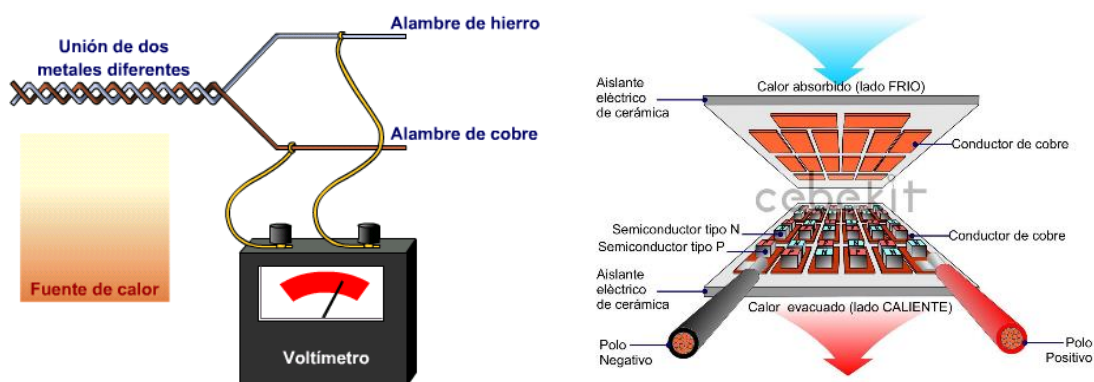


Figura 1.1: Aplicación del efecto termoelectrico o efecto Seebeck [7]

Treinta años después, Jean Peltier descubrió que la circulación de corriente en esas circunstancias causa absorción o liberación de calor. Más tarde William Thomson relaciono luego ambos enunciados en un tercer efecto termoelectrico, llamado efecto Thomson, que establece que al circular una corriente en la dirección de un gradiente térmico por un conductor homogéneo, se establece un efecto calefactor o refrigerante lateral.

La teoría básica de los generadores y refrigeradores termoelectricos se terminó de delinear a principios del siglo XX. Para aplicaciones prácticas se necesitaban materiales con un alto coeficiente Seebeck, alta conductividad eléctrica y baja conductividad térmica y la tecnología de semiconductores permitió obtener materiales adecuados a partir de la década del 40. A partir de este momento las aplicaciones fueron muchas en sectores como el automovilístico, militar e incluso la tecnología espacial. Actualmente se estudia su aplicación a gran escala en sistemas de refrigeración y aprovechamiento de calor residual en la industria.

Los generadores termoelectricos son generadores de corriente continua de baja potencia, que tienen la ventaja de que son robustos, fiables y no poseen partes móviles pero que actualmente tienen una baja eficiencia. El generador termoelectrico convierte directamente el calor en electricidad cuando está sometido a un gradiente de temperatura entre ambas caras del dispositivo, y dado que la circulación de corriente también genera migración de calor, las fuentes caliente y fría deberán aportar y disipar calor de forma continua para mantener esa diferencia de temperatura.

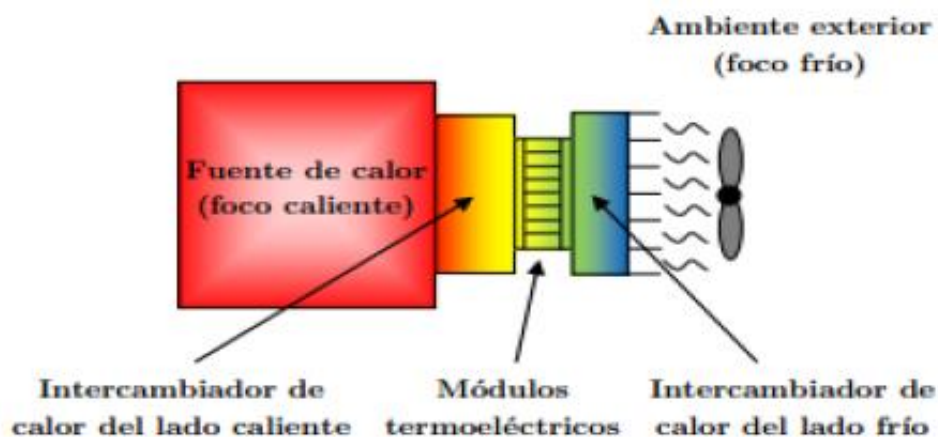


Figura 1.2: Esquema básico de un generador termoelectrico [11]

El generador o módulo termoelectrico se compone de pequeñas células que consisten generalmente en varios elementos semiconductores con dopaje de la unión P-N conectados eléctricamente en serie, y térmicamente en paralelo. Se denomina módulo o generador termoelectrico a la asociación de varias de estas células.

El generador termoeléctrico estudiado en el desarrollo del presente proyecto, se compondrá de varias células conectados entre sí de tal forma que transformen el calor que reciben de la fuente con la que están en contacto en energía eléctrica, emitiendo el resto hacia un foco frío. Dicho generador eléctrico está concebido para aprovechar los humos de chimeneas domesticas e industriales y así generar electricidad. El desarrollo de estos generadores termoeléctricos está en vías de estudio para tratar de mejorar su eficiencia y actualmente se ha desarrollado un prototipo incorporado en una chimenea de una caldera de gas natural demostrando el potencial de esta tecnología, consiguiendo una potencia máxima de 128 W/m^2 .

El diseño y construcción del equipo electrónico para realizar el ensayo de generadores termoeléctricos facilitara y agilizara su estudio ya que se prevé alcanzar los 230 W/m^2 por lo que implicaría el posicionamiento de esta tecnología en una fase en la que se podría aplicar a instalaciones industriales del sector productivo.

1.3-Modelo eléctrico y caracterización de la célula termoeléctrica

La célula termoeléctrica se puede modelar por un tripuerto donde dos de los puertos son térmicos y el tercero es eléctrico. Cada puerto se caracteriza por una diferencia de temperatura y un flujo de calor. Desde el puerto eléctrico se han de tener en cuenta dos influencias: el efecto Joule y el efecto Seebeck (fuerza contraelectromotriz generada por la diferencia de temperaturas).

En concreto, la potencia eléctrica disipada por la célula, lleva a modelar el elemento como una resistencia en serie con una fuente de tensión controlada por la diferencia de temperaturas entre la cara caliente y la cara fría. El rendimiento de la célula depende de las temperaturas del lado frio y caliente, de su resistencia interna y las resistencias de los disipadores de calor.

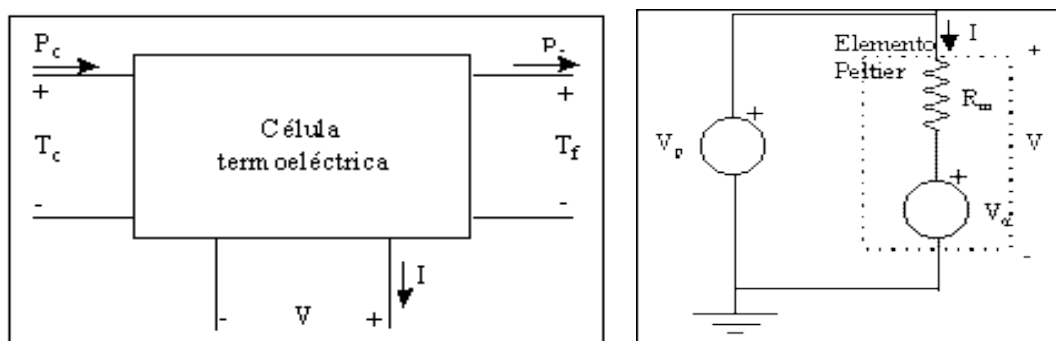


Figura 1.3: Modelo eléctrico de la célula termoeléctrica [9]

La célula termoeléctrica que empleara en los ensayos es la TG12-8 de “Marlow Industries, inc” cuyas características principales proporcionadas por el fabricante son:



Hot Side Temperature (°C)	230	170	110
Cold Side Temperature (°C)	50	50	50
Optimum Efficiency, η (%)	4.97	4.08	2.39
Optimum Power (W)	7.95	4.17	1.19
Optimum Voltage (V)	5.25	3.65	1.86
Load Resistance for Opt η (Ω)	3.46	3.20	2.90
Open Circuit Voltage, VOC (V)	9.43	6.48	3.27
Closed Circuit Current (A)	3.38	2.60	1.48
Thermal Resistance (°C/W)	1.13	1.17	1.20

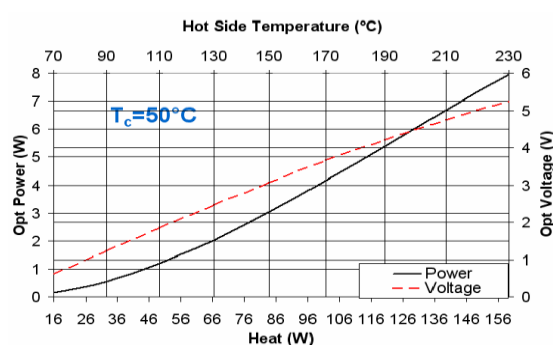
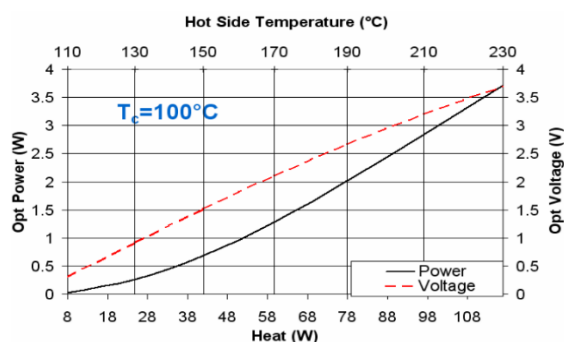
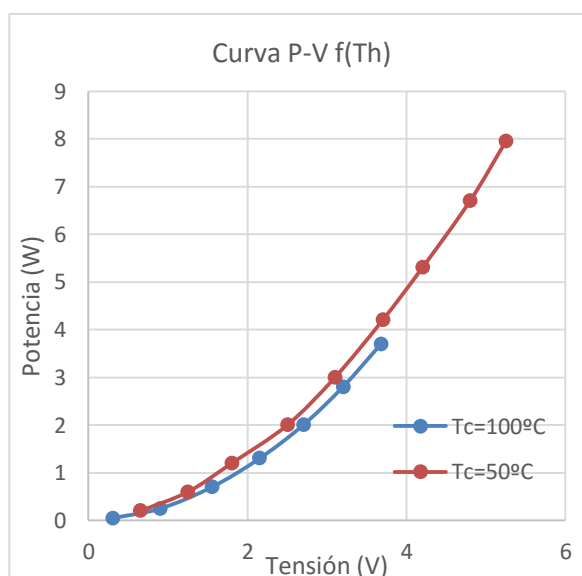
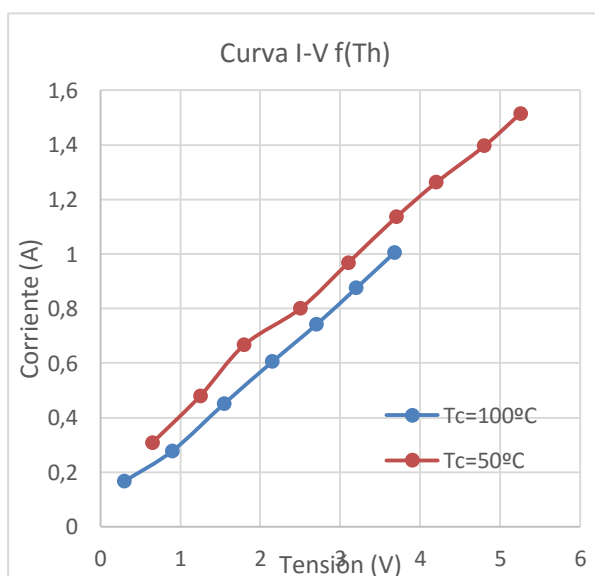


Figura 1.4: Célula termoeléctrica TG12-8L y datos característicos

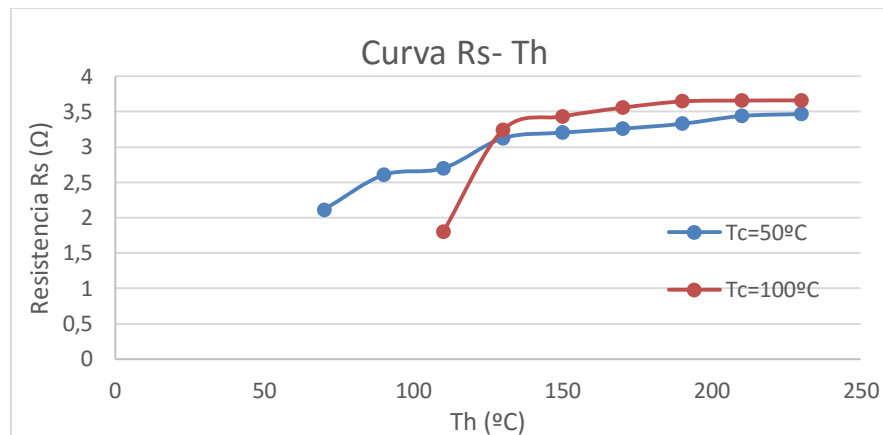
A partir de las curvas anteriores de potencia y tensión para una determinada temperatura de la cara fría de la célula, y para diferentes temperaturas de la cara caliente se puede determinar las curvas I-V y P-V de la célula además de hallar el valor aproximado de la resistencia interna para el modelo eléctrico.



Gráfica 1.1: Curvas características I-V y P-V de la célula TG12-8L

Se observa como la corriente y la tensión aumentan de forma lineal a medida que aumenta la temperatura de la cara caliente manteniendo fija la temperatura de la cara fría, de forma que se obtiene mayor potencia a mayor gradiente de temperaturas.

La resistencia interna es variable con la temperatura y se observa como aumenta con el gradiente de temperatura y además también aumenta cuando la temperatura del lado frío es mayor ($R_t = R_f \cdot (1 + \alpha \cdot \Delta T)$), por lo que será necesario tenerla en cuenta para trabajar en el punto óptimo de potencia y dimensionar la resistencia de carga.



Gráfica 1.2: Resistencia interna en función de la temperatura de la célula TG12-8L

Por otra parte se puede demostrar que el máximo rendimiento se obtiene cuando se coloca una resistencia de carga igual a la resistencia interna de la célula o módulo termoelectrónico, y se cumple que la tensión del módulo es $V_m = 1/2 V_{oc}$. Para determinar el valor de la resistencia que hace que la transferencia de potencia en un circuito sea máxima es necesario analizar el equivalente thevenin en este caso a partir del modelo eléctrico de la célula peltier:

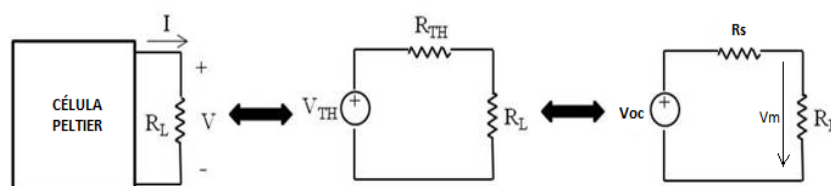


Figura 1.5: Equivalente Thevenin circuito célula termoelectrónica + carga

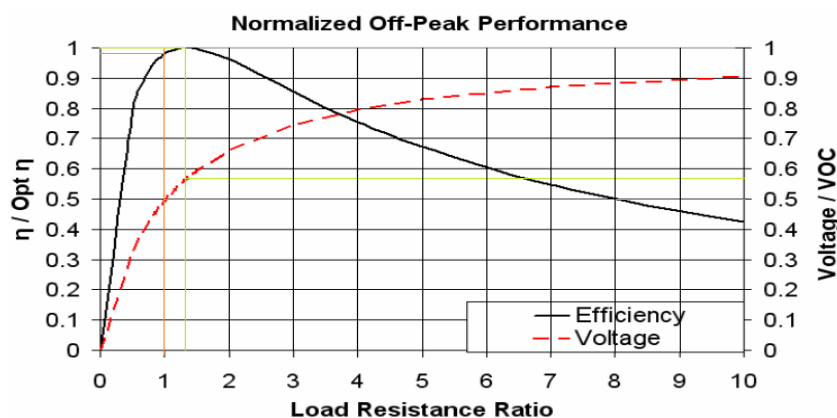
Para hallar el valor de R_l que hace que la potencia sea máxima se realiza la derivada:

$$\frac{dP}{dR_l} = 0 \rightarrow \frac{dP}{dR_l} = \frac{V_{oc}^2}{(R_s + R_l)^2} \cdot R_l = (R_s + R_l) - 2 \cdot R_l = 0 \rightarrow R_l = R_s$$

Finalmente la tensión que debe ver el módulo termoelectrónico para la máxima potencia:

$$V_m = V_{oc} \cdot \left(1 - \frac{R_s}{R_s + R_s}\right) = V_{oc} \cdot \left(1 - \frac{1}{2}\right) = \frac{1}{2} \cdot V_{oc} \quad y \quad P_{máx} = \frac{V_{oc}^2}{4 \cdot R_s}$$

A partir de la gráfica de rendimiento podemos observar que el rendimiento óptimo se produce para una ratio de $R_l/R_s=1.24$ y para $V_m/V_{oc}=0.557$ por lo que no se cumple estrictamente con los resultados teóricos ($R_l/R_s=1$, $V_m/V_{oc}=0.5$). **Aunque no se cumple lo demostrado teóricamente se acerca mucho al valor teórico y es posible que se deba al modo de realizar el ensayo*



Gráfica 1.3: Rendimiento de la TG12-8L en función del ratio R_l/R_s

1.4-Introducción a la tecnología aplicada

La electrónica de potencia se centra en el estudio de los dispositivos, circuitos, sistemas, técnicas y procedimientos que permiten la manipulación, control y conversión de la energía eléctrica utilizando semiconductores para transformar y controlar tensiones y corrientes de niveles significativos.

Cada vez son más los dispositivos y sistemas que en una o varias de sus etapas son accionados por energía eléctrica. Los accionamientos consisten, en general, en procesos y sistemas de potencia que transforman la energía eléctrica en otro tipo de energía, o en el mismo tipo, pero con diferentes características. El caso que nos ocupa son los convertidores de potencia, estos sistemas permiten intercambiar energía entre dos fuentes de energía eléctrica de distintas características con elevado rendimiento.

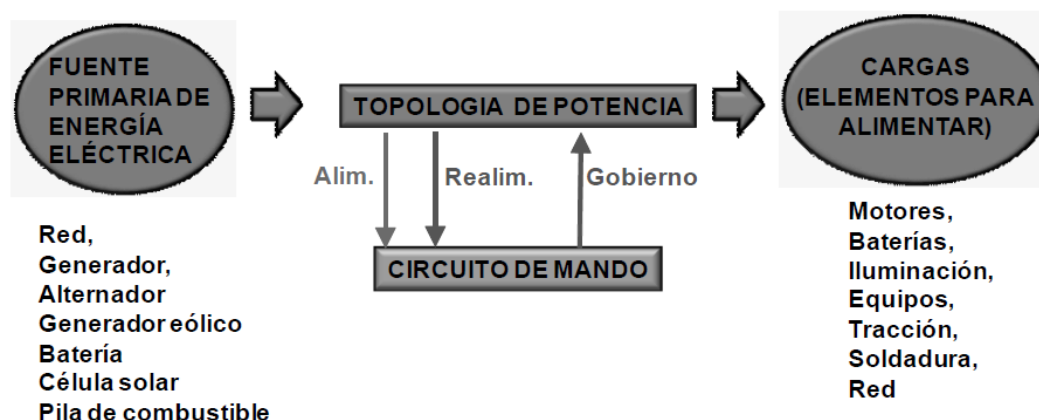


Figura 1.6: Esquema básico de un convertidor de potencia [6]

Un convertidor de potencia consta fundamentalmente de dos partes:

- Un circuito de potencia constituido por dispositivos semiconductores utilizados como interruptores de potencia y elementos pasivos y de filtrado, que liga la fuente primaria de alimentación con la fuente secundaria o carga.
- Un circuito auxiliar de control que elabora la información proporcionada por el circuito de potencia y genera las señales de excitación (PWM) de los semiconductores controlados con una fase y secuencia conveniente.

Las aplicaciones de estos convertidores de potencia son muchas en el sector industrial, transporte, generación, etc. y existen muchos tipos de convertidores según la naturaleza las fuentes y el tipo de variables que se manejan (Inversores DC/AC, rectificadores AC/DC y combinaciones de estos) pero el caso que nos ocupa son los convertidores DC/DC que permiten modificar la amplitud de una fuente de continua, en este caso el generador termoeléctrico, por lo que se deberá seleccionar la topología de convertidor DC/DC más adecuada para esta aplicación.

1.5-Objetivos y fases del proyecto

El principal objetivo de este Trabajo Fin de Grado es el desarrollo de un equipo sencillo, robusto y económico para realizar el ensayo de estos generadores termoeléctricos basados en el efecto Seebeck para diferentes configuraciones, mediante un convertidor electrónica de potencia. Dicho equipo tiene como base un microprocesador que realiza las funciones de control del convertidor, adquisición y procesamiento de las mediciones realizadas durante el ensayo, que mediante el convertidor de potencia, permita realizar un barrido de las variables de tensión y corriente en el módulo termoeléctrico desde el circuito abierto hasta el cortocircuito además de ajustar el punto de máxima potencia, disipando la potencia generada en una carga resistiva. Los resultados obtenidos del ensayo serán procesados por el microcontrolador y enviados a un PC para su análisis.

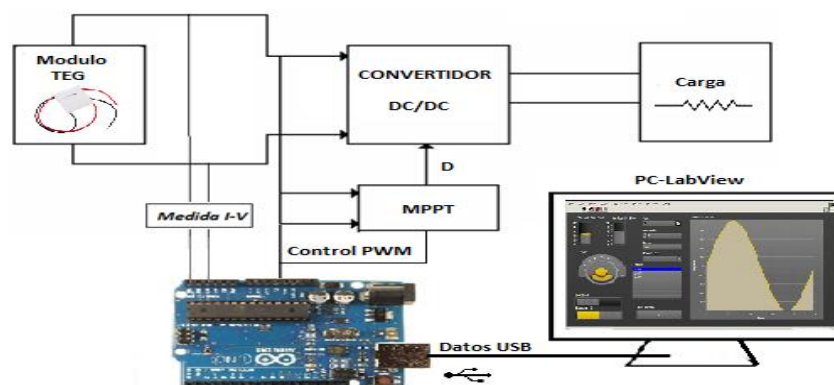


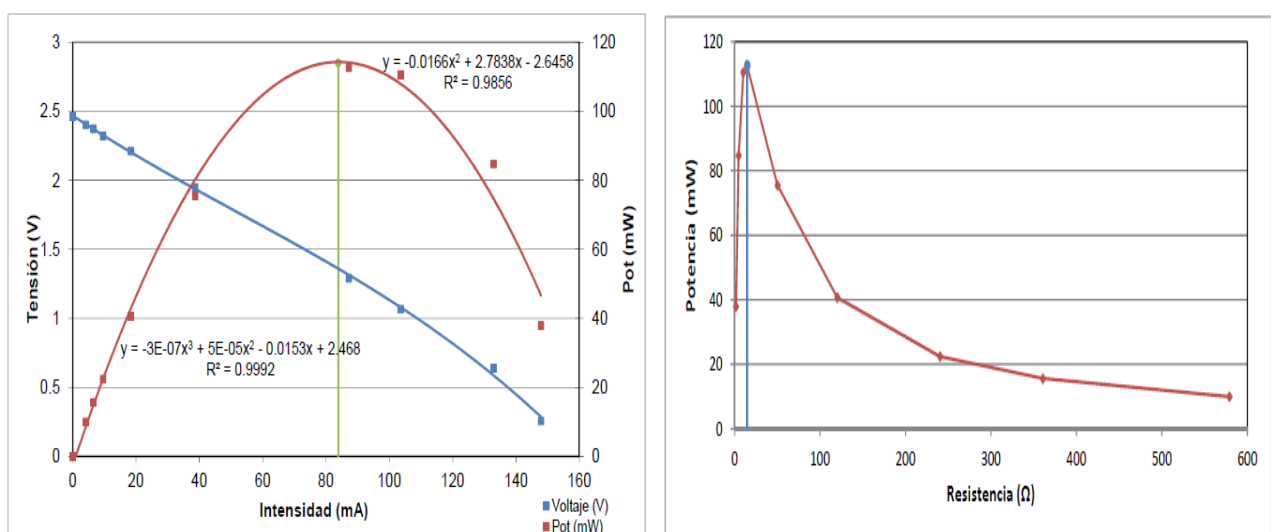
Figura 1.7: Esquema general del equipo para ensayo de generadores termoeléctricos

El desarrollo del equipo de ensayo de generadores termoeléctricos se puede estructurar en ocho fases de las cuales las cuatro primeras constituyen la fase de diseño y dimensionamiento del “hardware” del equipo, objetivo de este proyecto. Las fases restantes constituyen el diseño del “software” del equipo, y serán el objetivo de un futuro TFG, que tomará como punto de partida el desarrollo del presente proyecto.

- Caracterización y comportamiento de las células termoeléctricas.
- Estudio y selección de la topología para la etapa de potencia.
- Análisis, cálculo y selección de componentes para la etapa de potencia.
- Diseño del circuito analógico de medida de las variables tensión y corriente.
- Adquisición y visualización de datos mediante USB en un PC.
- Diseño y construcción del circuito impreso o PCB.
- Programación del software de control y procesamiento de datos en Arduino.
- Montaje y validación experimental del prototipo.

Con el diseño de este prototipo para el ensayo de módulos termoeléctricos y sus diferentes configuraciones a partir de la asociación de células termoeléctricas se podrá determinar las curvas características (V-I, P-V, P-R) para su posterior análisis, haciendo funcionar al módulo termoeléctrico en el punto óptimo, extrayendo la máxima potencia posible y disipándola en una carga para diferentes condiciones de trabajo.

Las curvas características deben representar la tensión, corriente y potencia medidas experimentalmente en cada ensayo, y para ello el equipo se tiene que encargar de variar la resistencia de carga desde 0 para conseguir medir la corriente de cortocircuito I_{sc} , hasta el “infinito” para medir la tensión de circuito abierto V_{oc} , pasando por todos los puntos de funcionamiento.



Gráfica 1.4: Curvas características V-I, P-I y P-R de un ensayo experimental para una célula termoeléctrica [13] (Objetivo del equipo, pero para unión de varias de estas células)

Capítulo 2: Etapa de potencia

En el presente capítulo se realiza un estudio de diferentes topologías de la etapa de potencia para seleccionar la que mejor se ajuste a la aplicación, se realiza un análisis del funcionamiento de la topología seleccionada y se realiza el diseño y selección de los principales elementos y componentes que formaran parte del convertidor de potencia.

2.1-Estudio y selección de la topología del convertidor de potencia

La potencia que entrega el generador termoelectrico depende de diversos factores como son las temperaturas de las caras del módulo, el gradiente de dichas temperaturas y la carga a la que se conecta. Es por ello que se debe dimensionar la resistencia de carga que se empleara en el equipo para que sea capaz de disipar toda la potencia que entrega el módulo termoelectrico. Para conseguir la máxima transferencia de potencia se ha demostrado teóricamente que la resistencia de carga debe ser igual a la resistencia interna del módulo y por tanto la tensión en bornes debe ser la mitad de la tensión de circuito abierto que proporciona dicho módulo. Dependiendo del gradiente de temperaturas al que se ve sometido el módulo termoelectrico, se debe buscar que se trabaje en el punto óptimo de entrega de potencia a la carga en todo momento y por ello es necesario emplear un convertidor DC/DC con un control de corriente y búsqueda del MPPT.

El circuito de potencia debe encargarse de buscar el punto óptimo de potencia entregada. Para ello adaptará el ciclo de trabajo de los interruptores conmutados. En este caso el funcionamiento de la etapa de potencia es diferente a topologías clásicas ya que el que va imponer la potencia es el módulo termoelectrico sometido a ensayo, que además dependerá del punto de operación, y por lo tanto es necesario adaptar el consumo a la salida de la etapa de potencia para que la resistencia de carga sea capaz de disipar toda la potencia que entrega el módulo.

El equipo a diseñar deberá conseguir todo el rango comprendido entre la tensión de circuito abierto V_{oc} y la corriente de cortocircuito I_{sc} del módulo a ensayar. Será necesario estudiar previamente las formas de onda que se van a obtener en las simulaciones para poder dimensionar los componentes teniendo en cuenta los niveles de tensión y corriente alcanzados así como los valores de rizado. Se deberá trabajar con una frecuencia de conmutación lo más alta posible para reducir el posible rizado de corriente y tensión en el módulo empleando unos componentes lo más pequeños posibles y con un rendimiento aceptable.

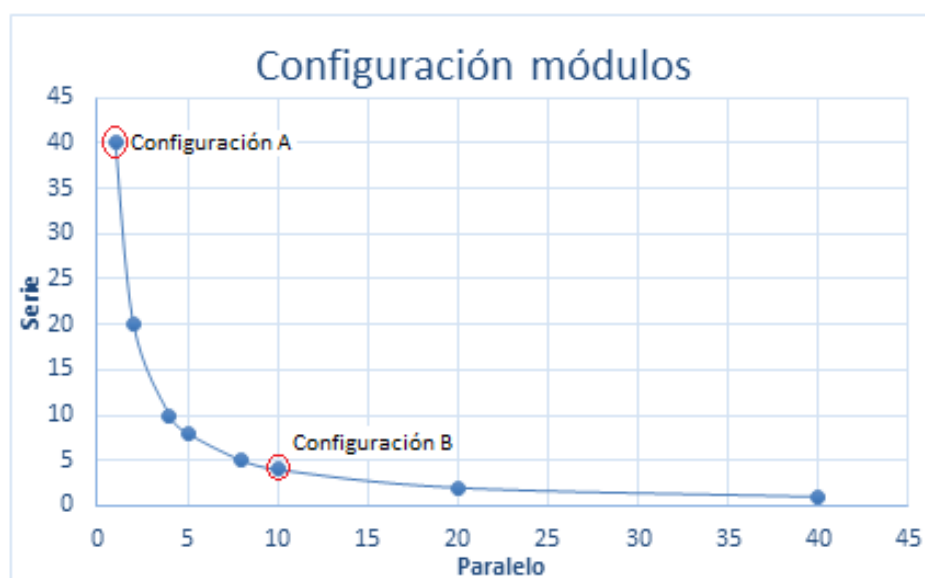
En este capítulo se va a estudiar diferentes topologías para el diseño de la etapa de conversión de potencia. El estudio se apoyara en la herramienta de análisis y simulación Psim. A partir del modelo eléctrico obtenido de las características de la célula proporcionadas por el fabricante. La potencia máxima del módulo a ensayar será de 200 W, resultante de asociar un total de 40 celdas en serie/paralelo. Se seleccionara la topología que más se ajuste a la aplicación teniendo en cuenta los resultados del análisis, tamaño de componentes, niveles de tensión y corriente, complejidad, etc.

En principio dicho módulo se verá sometido a un gradiente de temperaturas de unos 80-100 °C con una temperatura en el lado frío de unos 70°C y una temperatura en el lado caliente de unos 150°C (aunque puede llegar a alcanzar los 200°C). Además el tiempo de ensayo va a ser largo puesto que se precisa alcanzar el equilibrio térmico para analizar la generación de potencia del módulo.

Para realizar las simulaciones en Psim se deriva a partir de las curvas características de la TG12-8 un modelo equivalente aproximado:

- Potencia máxima: 5 W
- Resistencia interna R_s : 2.5 Ω
- Tensión de circuito abierto V_{oc} : 7 V
- Corriente de cortocircuito I_{sc} : 2.8 A

De acuerdo al siguiente gráfico de posibilidades de configuración se van a tomar dos configuraciones extremas que abarcan el resto de opciones de conexión posibles, teniendo en cuenta la tensión y corriente que puede producir la asociación, ya que se analizarán las formas de onda desde el circuito abierto hasta el cortocircuito. Se ha establecido que el mínimo de células que se conectaran en serie será de cuatro.



Gráfica 2.1: Posibilidades de configuración del generador termoelectrico

Para el análisis de las diferentes topologías que se van a plantear se han escogido los extremos de configuración del módulo termoelectrico:

Configuración		40s/1p	20s/2p	10s/4p	8s/5p	5s/8p	4s/10p
Rs	2,5	100	25	6,25	4	1.56	1
Voc (V)	7	280	140	70	56	35	28
Isc (A)	2,8	2,8	5,6	11,2	14	22,4	28

Tabla 2.1: Características para las diferentes configuraciones del generador termoelectrico

- **Configuración Tipo A:** En caso de colocar las 40 células en serie se obtiene una tensión de circuito abierto de unos 280 V, una resistencia interna de unos 100 Ω y una corriente de cortocircuito que rondará los 2.8 A.
- **Configuración Tipo B:** En caso de colocar 10 strings en paralelo de 4 células en serie cada uno se obtiene una tensión de circuito abierto de unos 28 V, una resistencia interna de 1 Ω y una corriente máxima de cortocircuito que rondará los 28 A.

Para comparar las diferentes topologías que se van a estudiar se tiene en cuenta lo siguiente:

- Se realiza la simulación de todas las topologías bajo las mismas condiciones de ensayo, llevando el modulo termoelectrico desde el circuito abierto hasta el cortocircuito.
- Se analizara la complejidad de la etapa de potencia y los niveles de tensión y corriente que pueden alcanzarse.
- Se determina el tamaño aproximado de los componentes (valores comerciales) para el mismo resultado en cuanto al rizado de tensión y corriente en el módulo termoelectrico medido en el punto de máxima potencia.
- En cualquier caso se cumple que la máxima extracción de potencia se da cuando $V_m = 1/2 \cdot V_{oc}$ y en este caso la $R_{eq} = R_s$.
- En el análisis no se tienen en cuenta posibles inductancias parasitas y además se consideran los componentes de forma ideal.
- Se realiza un control de corriente mediante lazo cerrado con un PI teniendo en cuenta la limitación en la frecuencia de conmutación que impondrá la PWM implementada en Arduino. Como punto de partida se toma la frecuencia de conmutación de 10KHz y se emplea una portadora triangular de 10 Vp.

2.1.1-Topología 1

Se trata de un circuito muy simple en el que el módulo termoelectrico se conecta directamente a una resistencia de carga que está en serie con un interruptor conmutado mediante una señal PWM. El condensador es necesario para estabilizar el punto de operación del módulo. Las ordenes de encendido y apagado se controlan controlada mediante un lazo de corriente realimentado. Dependiendo del ciclo de trabajo se obtiene una resistencia equivalente de:

$$R_{eq} = \frac{1}{D} \cdot R_{out}$$

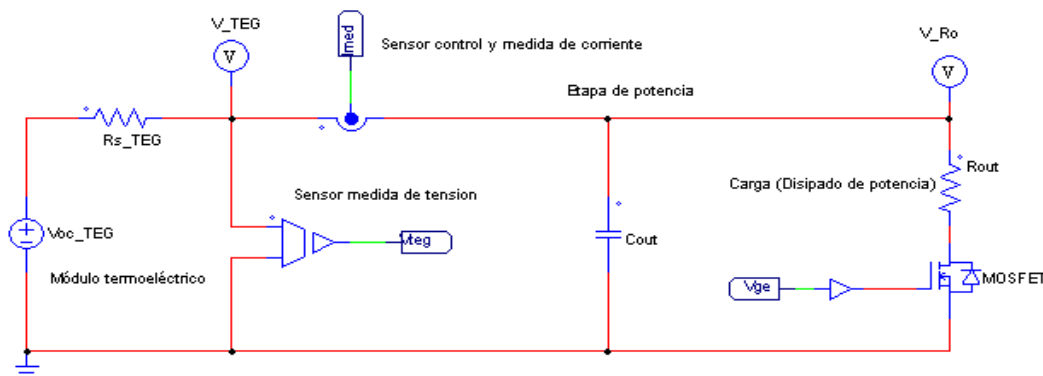


Figura 2.1: Circuito para la etapa de potencia (Topología 1)

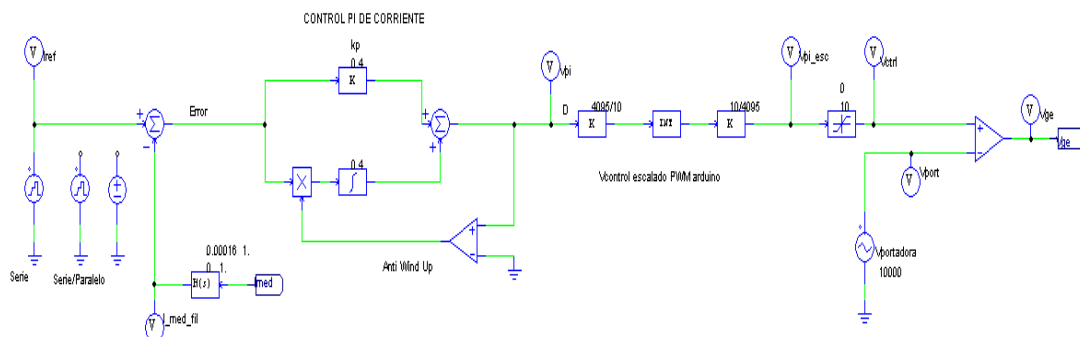


Figura 2.2: Lazo de control de corriente (Topología 1)

Si el interruptor permanece abierto ($D=0$ y $R_{out}=\infty$) toda la corriente que genera el módulo termoelectrico circula a través del condensador ($I_c=C \cdot dV_c/dT$), produciendo la carga de éste hasta que se carga completamente y la corriente se anula siendo la tensión $V_c=V_{oc}$. De este modo se puede medir de forma exacta la tensión de circuito abierto del módulo termoelectrico.

Cuando el interruptor comienza a conmutar, de acuerdo al ciclo de trabajo ($0 < D < 1$) impuesto para el control, comienza a circular corriente por la carga. En este caso la R_{out} depende del ciclo de trabajo siendo $R_{eq}=R_{out} \cdot 1/D$, a medida que aumenta el ciclo de trabajo la R_{eq} que ve el módulo termoelectrico va disminuyendo desde infinito hasta R_{out} de forma que la corriente del módulo aumenta a medida que su tensión disminuye.

En este caso para poder llegar a medir la corriente de cortocircuito I_{sc} del módulo termoelectrico, como $I_{teg} = V_{teg} / (R_{teg} + R_{out})$, es necesario que la resistencia de carga sea mucho menor que la resistencia interna del módulo, del orden de 10 veces ($1/10 \cdot R_{out} = R_s$), de forma que podemos acercarnos a la corriente de cortocircuito para un ciclo de trabajo $D=1$ pero no de forma exacta.

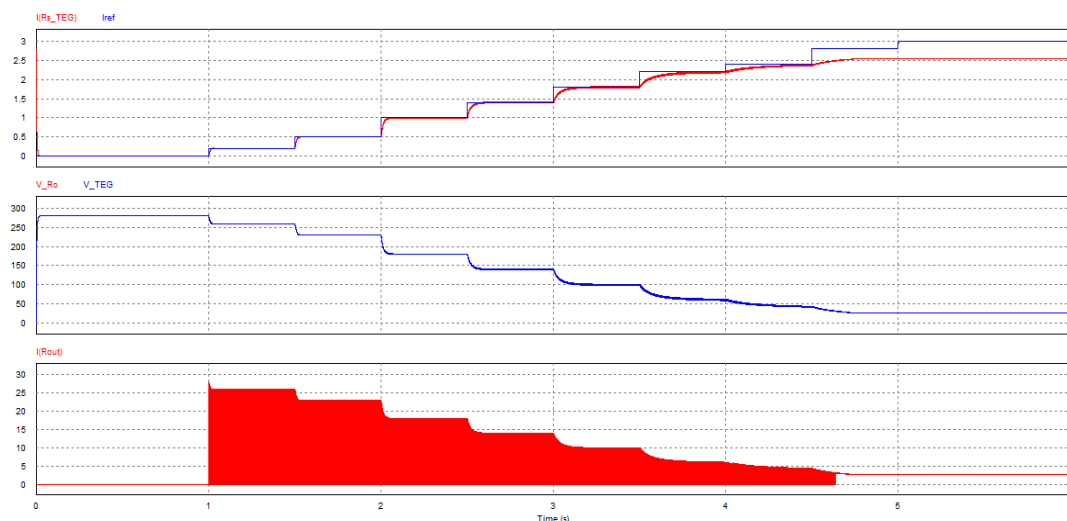
El hecho de tener que colocar una resistencia de carga del orden de 10 veces menor que la resistencia interna del módulo termoelectrico hace que los picos de corriente a la salida sean de hasta 10 veces la corriente de cortocircuito. En el caso de operar cerca del circuito abierto y con la configuración de modulo Tipo B (10 ramas en paralelo de 4 células en serie), la corriente en la salida puede llegar hasta:

$$I_{Rout} = \frac{V_{out}}{R_{out}} = \frac{V_{teg}}{0,1 \cdot R_s} \quad V_{teg} \approx V_{oc} \rightarrow I_{Rout} \approx \frac{28 \text{ V}}{0,1 \cdot 1 \Omega} \approx 280 \text{ A}$$

Se realiza un primer análisis para obtener las formas de onda características, niveles de tensión y corriente y determinar el valor aproximado que debe tener el condensador C_{out} para obtener un rizado de tensión y corriente en el módulo termoelectrico aceptable:

Estudio de la configuración Tipo A

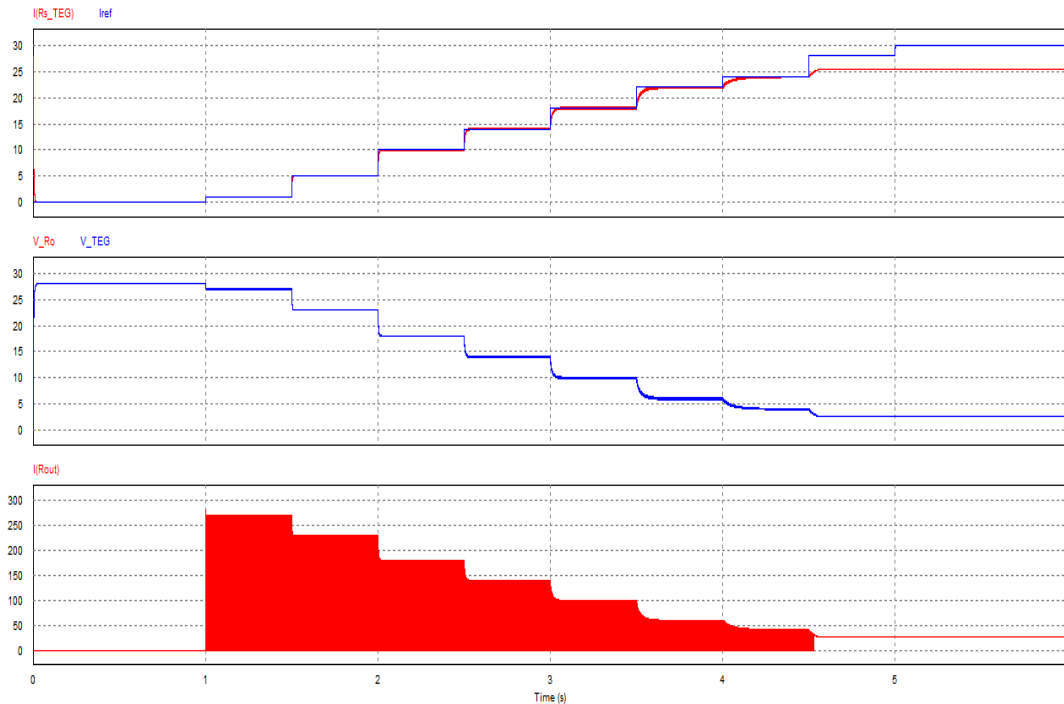
Con un condensador de 47 μF y mediante el control de corriente implementado para controlar el ciclo de trabajo y a su vez la R_{eq} , se consiguen buenos resultados en cuanto a rapidez de respuesta y estabilidad, con un rizado de corriente y de tensión en el módulo termoelectrico del 1,8%. La tensión en la salida (V_{Ro}) es en todo momento la tensión de entrada (V_{teg}) del módulo termoelectrico siendo su máximo valor V_{oc} (280 V), mientras que la corriente de salida puede llegar a alcanzar los 28 A (10 veces el valor de la I_{sc} del módulo).



Gráfica 2.2: Formas de onda I_{teg} , V_{teg} , V_{Sal} , I_{Ro} (Topología 1, Configuración A)

Estudio de la configuración Tipo B

En esta configuración la máxima tensión es V_{oc} (28 V), mientras que la corriente de salida puede llegar a alcanzar los 280 A (10 veces el valor de I_{sc} del módulo). Este valor elevado de corriente obliga a utilizar un condensador de 3300 μF para alcanzar el mismo rizado del 1,8% obtenido con la configuración A.



Grafica 2.3: Formas de onda I_{teg} , V_{teg} , V_{sal} , I_{Ro} (Topología 1, Configuración B)

Conclusiones

Para conseguir que el rizado de tensión y corriente en el módulo termoelectrico sea inferior al 2% en el punto de máxima potencia, en el caso más restrictivo (configuración módulo Tipo B) sería necesario un condensador de 3300 μF y teniendo en cuenta que debe soportar una tensión máxima de V_{oc} 280 V (configuración modulo tipo A), el tamaño del condensador será considerable.

Para mejorar esta topología será factible introducir una inductancia de modo que se tiene un filtro LC de segundo orden que va a permitir reducir el tamaño del condensador.

La principal ventaja en este caso es que añadiendo el filtro LC de segundo orden se puede conseguir bajos valores de rizado en la corriente y tensión del módulo termoelectrico con unos condensadores C_{out} y C_f de mucho menor tamaño.

En la siguiente figura se puede observar el circuito para la etapa de potencia analizada con el filtro LC de segundo orden.

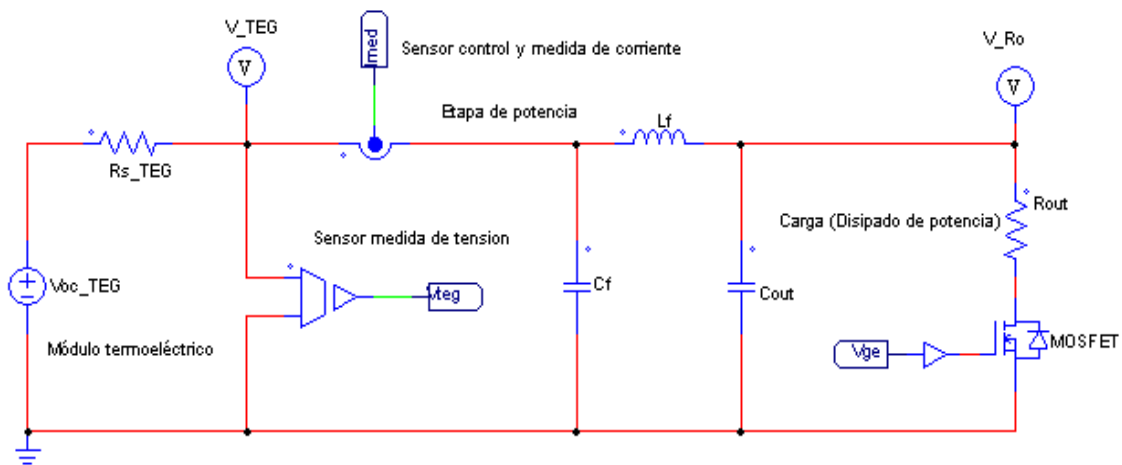
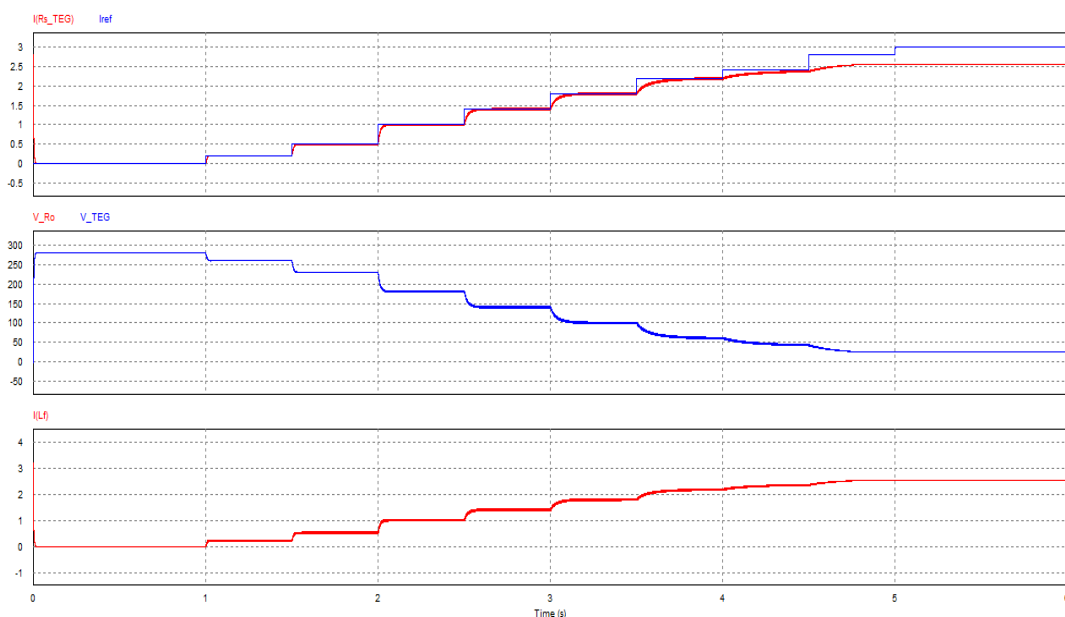


Figura 2.3: Circuito para la etapa de potencia con filtro LC (Topología 1bis)

Se realiza un segundo análisis para determinar el valor aproximado que debe tener tanto el condensador C_{out} como el filtro LC para obtener un rizado de tensión y corriente en el módulo termoelectrónico aceptable:

Estudio de la configuración Tipo A

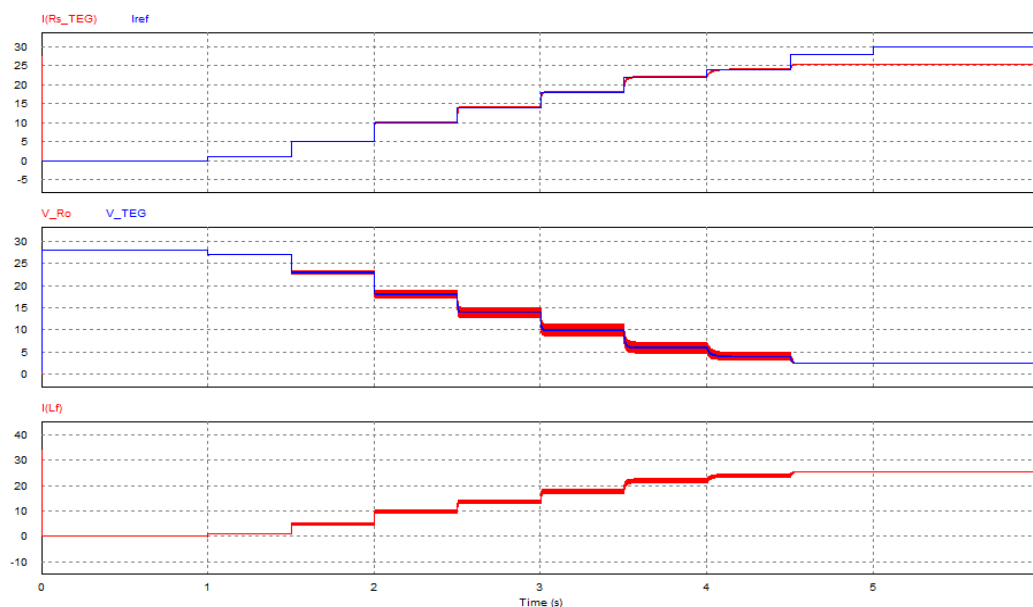
Con un condensador C_{out} de 33 μF y el filtro LC ($L=2,2 \mu H$, $C_f=0,1 \mu F$), mediante el control de corriente implementado para controlar el ciclo de trabajo y a su vez la R_{eq} , se consiguen buenos resultados en cuanto a rapidez de respuesta y estabilidad, con un rizado de corriente y de tensión en el módulo termoelectrónico del 2,6%.



Gráfica 2.4: Formas de onda I_{teg} , V_{teg} , V_{Ro} , I_{Lf} (Topología 1bis, Configuración A)

Estudio de la configuración Tipo B

Con un condensador C_{out} de 560 μF , que es seis veces menor que el condensador inicial, y el filtro LC ($L=22 \mu H$, $C_f=100 \mu F$), se consiguen buenos resultados en cuanto a rapidez de respuesta y estabilidad, con un rizado de corriente y de tensión en el módulo termoelectrico del 1,5%. Se observa que el rizado de tensión en la salida (V_{Ro}) ha aumentado ya que se ha disminuido el valor de C_{out} considerablemente, sin embargo dicho rizado es solo el 15% cuando se extrae la máxima potencia.



Gráfica 2.5: Formas de onda I_{teg} , V_{teg} , V_{Ro} e I_{Lf} (Topología 1bis, Configuración B)

Conclusión

Finalmente se han conseguido unos buenos resultados para un tamaño de componentes razonable introduciendo un filtro de segundo orden LC. Para conseguir que el rizado de tensión y corriente en el módulo termoelectrico sea inferior al 2% en el punto de máxima potencia, y en el caso más restrictivo, es necesario unos valores para el filtro de $L_f=22 \mu H$ y $C_f=100 \mu F$ con un condensador de salida $C_{out}=560 \mu F$ obteniendo un rizado de tensión de salida del 15%. Por otra parte la corriente en la bobina no se anula por lo que se trabaja en modo de conducción continua o MCC con un rizado de corriente del 10%.

A pesar de que con este diseño se han conseguido unos buenos resultados, su principal desventaja es los grandes picos de corriente que pueden alcanzarse en la salida y que deberán manejar la resistencia de carga y el interruptor de potencia. Además, no se puede llegar a medir de forma exacta la corriente de cortocircuito. Por todo ello se va a analizar una nueva topología para la etapa de potencia.

2.1.2-Topología 2

El módulo termoelectrico se conecta directamente a una resistencia de carga que está en paralelo con un interruptor conmutado mediante una señal PWM controlada mediante un lazo de corriente realimentado, de forma que dependiendo del ciclo de trabajo se obtiene una resistencia equivalente:

$$R_{eq} = (1 - D) \cdot R_{out}$$

Al igual que en la topología anterior, aquí también se incorpora un filtro LC de segundo orden para reducir el rizado de tensión y corriente en el módulo termoelectrico. El lazo de control de corriente es el mismo que el implementado en la topología 1.

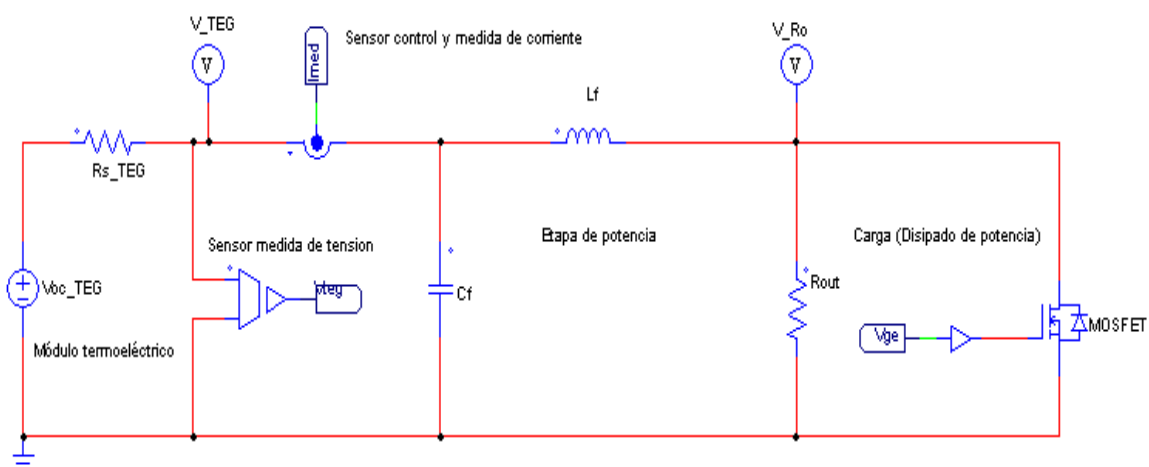


Figura 2.4: Circuito para la etapa de potencia (Topología 2)

Cuando el interruptor conmutado está abierto ($D=0$ y $R_{eq}=R_{out}$) toda la corriente que genera el módulo termoelectrico circula a través del condensador ($I_c=C \cdot dV_c/dT$), produciendo la carga de éste. La tensión de salida vendría dada por $V_{Rout}=I_{teg} \cdot R_{out}$, mientras que la tensión $V_{teg}=I_{teg} \cdot (R_s+R_{out})$. Por ello, para poder aproximarse a la V_{oc} es necesario que la resistencia de carga sea mucho mayor que la resistencia interna del módulo termoelectrico, al menos del orden de 10 veces ($R_{out}=10 \cdot R_{teg}$). Con un ciclo de trabajo $D=0$ se podría medir de forma aproximada la tensión de circuito abierto del módulo termoelectrico.

Cuando el interruptor conmutado comienza a abrir y cerrar de acuerdo al ciclo de trabajo ($0 < D < 1$), la resistencia de carga que ve el módulo termoelectrico depende del ciclo de trabajo siendo $R_{eq}=R_{out} \cdot (1-D)$, a medida que aumenta el ciclo de trabajo la R_{eq} que ve el módulo termoelectrico va disminuyendo desde R_{out} hasta 0 de forma que la corriente del módulo aumenta a medida que la tensión disminuye.

En este caso si es posible medir de forma exacta la corriente de cortocircuito I_{sc} del módulo termoelectrico ya que para un ciclo de trabajo $D=1$ se está cortocircuitando la resistencia de carga mediante el interruptor permanentemente cerrado. Sin embargo, como se ha comentado anteriormente, no se alcanzará de forma exacta la tensión de circuito abierto.

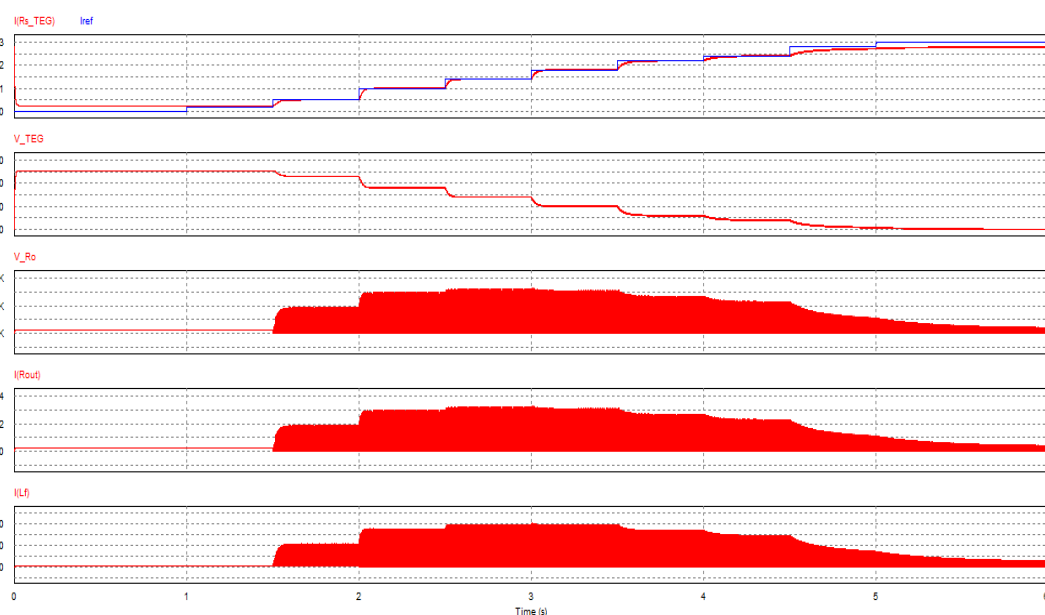
El hecho de tener que colocar una resistencia de carga del orden de 10 veces la resistencia interna del módulo termoelectrico, hace que los picos de tensión que deba soportar la carga y el interruptor sean de hasta 10 veces la tensión de cortocircuito del módulo. En el caso de estar cerca del cortocircuito y con la configuración de modulo Tipo A (40 células en serie), la tensión en la carga puede llegar a:

$$VR_{out} = I_{teg} \cdot R_{out} \quad I_{teg} \approx I_{sc} \rightarrow VR_{out} \approx 2,8 A \cdot 1000 \Omega \approx 2800 V$$

Seguidamente se realiza el análisis para obtener las formas de onda características, niveles de tensión y corriente y determinar el valor aproximado que debe tener los componentes pasivos para obtener un rizado de tensión y corriente en el módulo termoelectrico aceptable:

Estudio de la configuración Tipo A

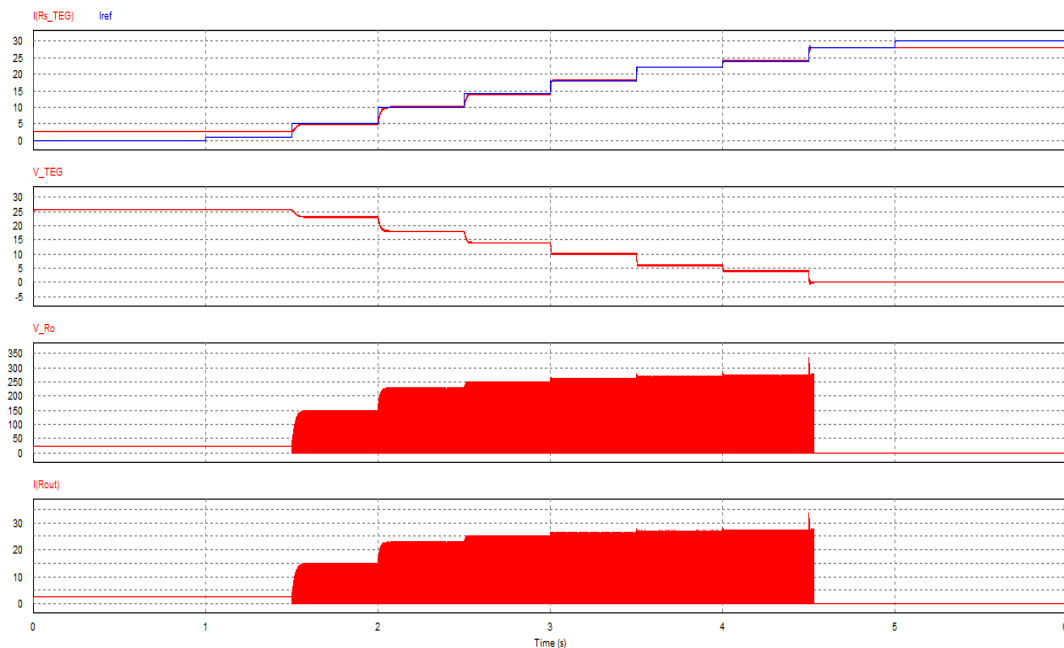
Con un condensador de 47 μF y una inductancia de 22 μH , se consiguen buenos resultados en cuanto a rapidez de respuesta y estabilidad, con un rizado de corriente y de tensión en el módulo termoelectrico del 1,7%. La tensión de salida (VR_o) presenta picos de tensión muy elevados que pueden llegar hasta los 2800 V (10 veces V_{oc}), mientras que la corriente de salida puede llegar a alcanzar los 2,8 A, es decir, el valor de la intensidad de cortocircuito del módulo (I_{sc}).



Gráfica 2.6: Formas de onda I_{teg} , V_{teg} , VR_o , IR_o , IL_f (Topología 2, Configuración A)

Estudio de la configuración Tipo B

En esta configuración ha sido necesario un condensador de 1000 μF y una inductancia de 56 μH para alcanzar un rizado de corriente y de tensión en el módulo termoelectrico del 1,98%. La tensión de salida (V_{Ro}) presenta picos de tensión elevados que pueden llegar hasta los 280 V (10 veces V_{oc}), mientras que la corriente de salida puede alcanzar los 28 A (I_{sc}).



Gráfica 2.7: Formas de onda I_{teg} , V_{teg} , V_{Ro} , I_{Ro} (Topología 2, Configuración B)

Conclusión

Se han conseguido unos buenos resultados para un tamaño de componentes razonable aunque algo superior a los de la topología 1 si bien solo ha sido necesario un condensador de filtrado. Para conseguir que el rizado de tensión y corriente en el módulo termoelectrico sea inferior al 2% en el punto de máxima potencia, en el caso más restrictivo, es necesario unos valores de los componentes pasivos de $L_f=56 \mu\text{H}$ y $C_f=1000 \mu\text{F}$. Por otra parte la corriente en la bobina llega a ser nula por lo que se trabaja en modo de conducción discontinuo o MCD.

A pesar de que con este diseño se han conseguido unos buenos resultados, su principal desventaja es los grandes picos de tensión que pueden alcanzarse en la salida que obligarían a comprar un interruptor de muy alta tensión. Además no se puede llegar a medir de forma exacta la tensión de circuito abierto. Por todo ello se va a analizar una nueva topología para la etapa de potencia.

2.1.3-Topología 3

De acuerdo a los principios básicos de la electrónica de potencia, el modelo de etapa de potencia incluye una “célula de conmutación” formada por un interruptor controlado mediante PWM de conmutación natural y un diodo que conmutara de forma forzada, se trata de un convertidor elevador o “Boost”, por lo que se obtendrá una tensión mayor a la salida. En este caso el modo de funcionamiento es diferente al habitual en un convertidor elevador ya que es el lado de baja el que va imponer la potencia que deberá poder disipar la carga en el lado de alta. Según la conmutación PWM del interruptor, dependiendo del ciclo de trabajo se obtiene una resistencia equivalente de:

$$Req = (1 - D) \cdot Rout$$

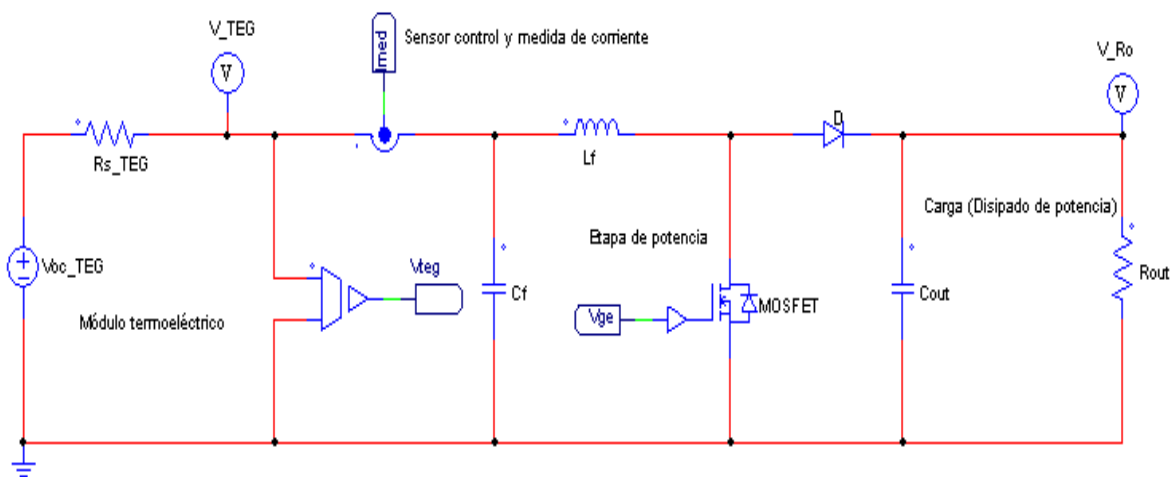


Figura 2.5: Circuito para la etapa de potencia (Topología 3)

El lazo de control de corriente es el mismo que se ha empleado en las topologías anteriores mediante un controlador PI.

Cuando el interruptor conmutado está abierto ($D=0$ y $Req=Rout$), el diodo entra en conducción y toda la corriente que genera el módulo termoelectrico circula a través de la inductancia y carga el condensador. La tensión de salida toma el valor $V_{Rout}=I_{teg} \cdot Rout$, mientras que la tensión $V_{teg}=I_{teg} \cdot (Rs+Rout)$. Es por ello que para operar cerca de la Voc es necesario que la resistencia de carga sea mucho mayor que la resistencia interna del módulo termoelectrico, del orden de 10 veces ($Rout=10 \cdot R_{teg}$). Con un ciclo de trabajo $D=0$ se podría medir de forma aproximada la tensión de circuito abierto del módulo termoelectrico, pero nunca llegar a medirla de forma exacta.

Cuando el interruptor conmutado cierra, el diodo corta (la carga se alimenta a través del condensador Cout). De acuerdo al ciclo de trabajo ($0 < D < 1$), la resistencia de carga que ve el módulo termoelectrico depende del ciclo de trabajo siendo $R_{eq} = R_{out} \cdot (1 - D)$, a medida que aumenta el ciclo de trabajo la R_{eq} que ve el módulo termoelectrico va disminuyendo desde R_{out} hasta 0 de forma que la corriente del módulo aumenta a medida que la tensión disminuye.

En este caso si es posible llegar a medir de forma exacta la corriente de cortocircuito I_{sc} del módulo termoelectrico ya que para un ciclo de trabajo $D=1$ se está cortocircuitando la resistencia de carga mediante el interruptor permanentemente cerrado, sin embargo como se ha comentado anteriormente, no se alcanzara de forma exacta la tensión de circuito abierto.

Aunque la resistencia de carga va a ser del orden de 10 veces la resistencia interna del módulo, debido a la configuración de los interruptores la tensión a la salida será mayor pero no se alcanzaran tensiones tan elevadas como se ha visto en la topología2. La tensión de salida va a depender en todo momento de la tensión en el módulo termoelectrico y llegara a su máximo en el punto de máxima potencia siendo la tensión de salida máxima un 60% superior a la tensión de circuito abierto de acuerdo a la siguiente demostración:

Analizando el principio de transferencia de potencia se tiene que:

$$P_{ent} = P_{sal} \rightarrow \frac{V_{teg}^2}{R_{teg}} = \frac{V_{Ro}^2}{R_o}$$

En el punto de máxima potencia se ha demostrado anteriormente que la tensión en el módulo termoelectrico será la mitad de la tensión de circuito abierto, además en este caso la resistencia de salida será 10 veces la resistencia interna del módulo por lo que:

$$P_{ent} = P_{sal} \rightarrow \frac{(\frac{1}{2} \cdot V_{oc})^2}{R_{teg}} = \frac{V_{Ro}^2}{10 \cdot R_{teg}}$$

Por tanto la tensión de salida V_{Ro} es proporcional a la tensión de circuito abierto V_{oc} mediante una constante de valor:

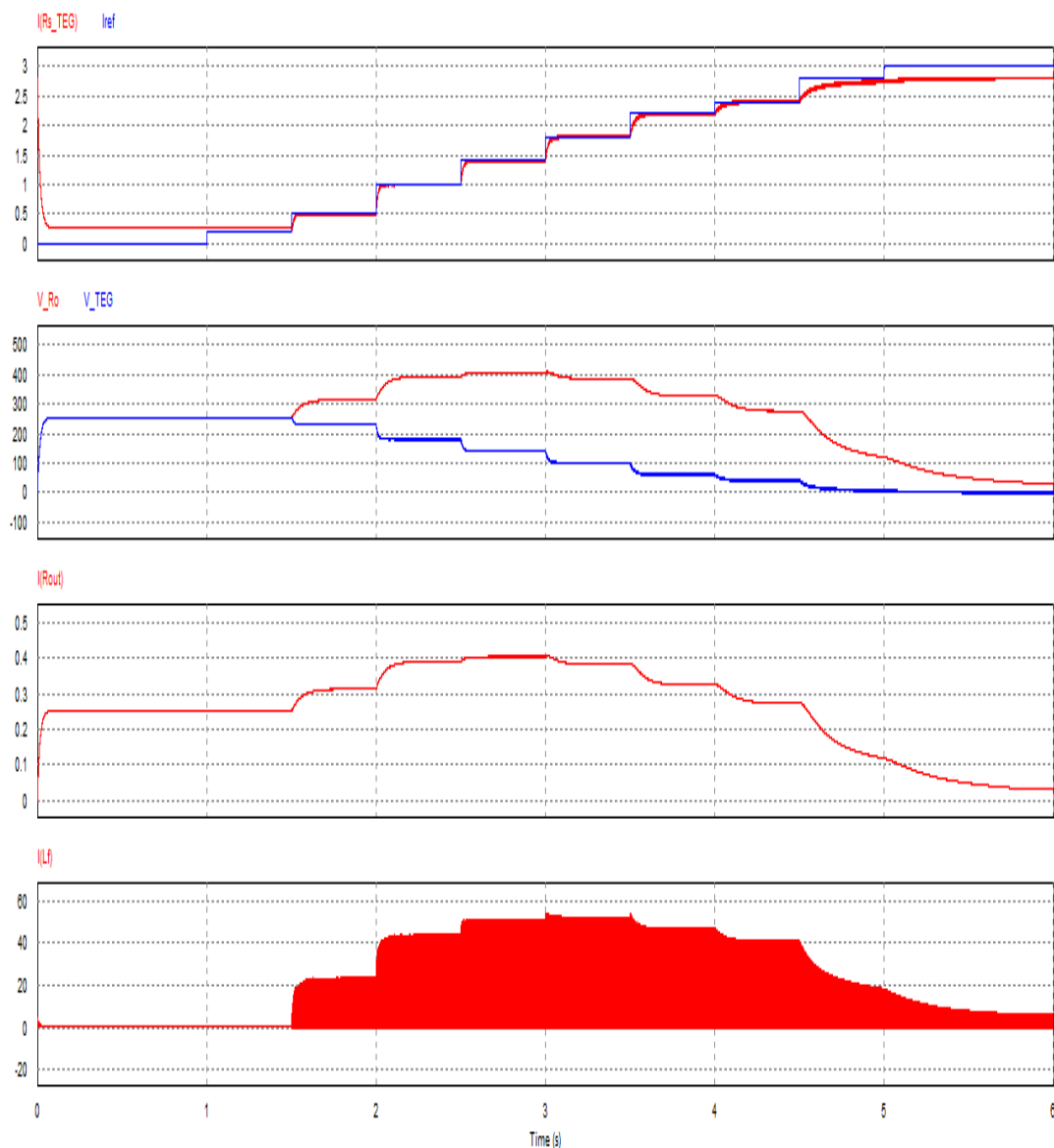
$$V_{Ro}^2 = \frac{(\frac{1}{2} \cdot V_{oc})^2}{R_{teg}} \cdot 10 \cdot R_{teg} \rightarrow V_{Ro}^2 = 2,5 \cdot V_{oc}^2$$

$$V_{Ro} = C_{nt} \cdot V_{oc} \rightarrow C_{nt} = \sqrt{2,5} = 1,58$$

Se realiza el análisis para obtener las formas de onda características, niveles de tensión y corriente y determinar el valor aproximado que debe tener los componentes pasivos para obtener un rizado de tensión y corriente en el módulo termoelectrico aceptable:

Estudio de la configuración Tipo A

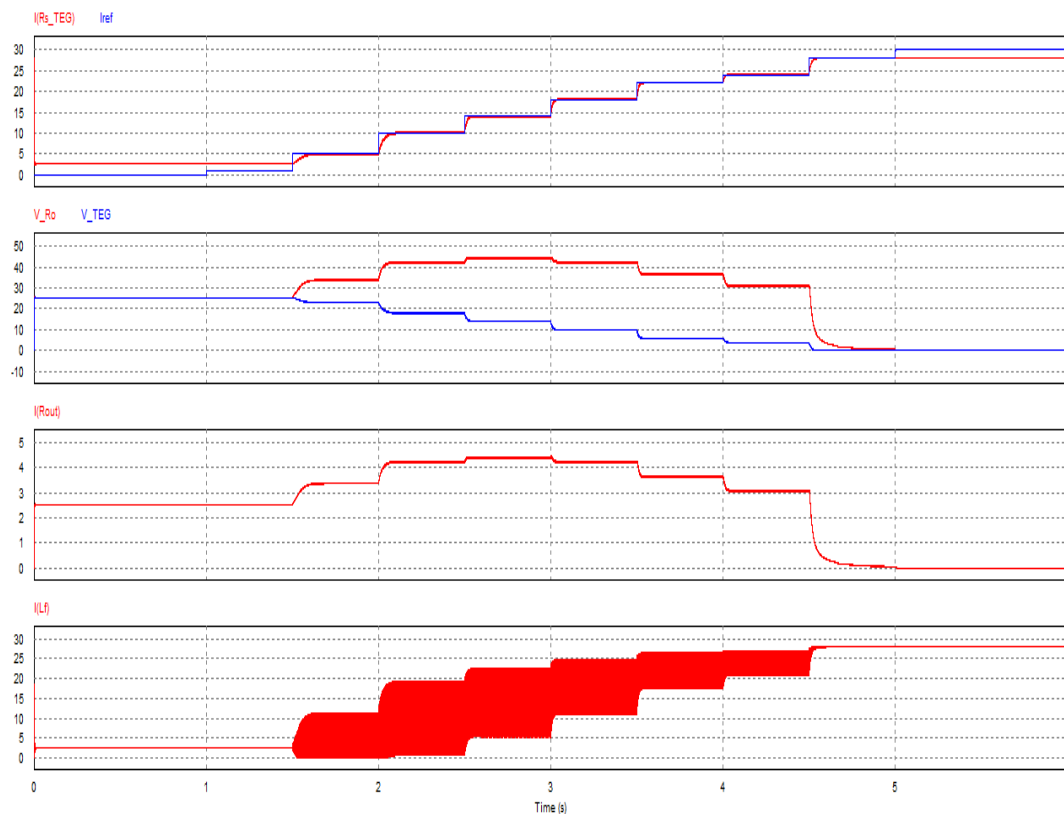
Con un condensador de $C_{out}=120\text{ }\mu\text{F}$, y el filtro LC con $C_f=47\text{ }\mu\text{F}$ y una inductancia de $L_f=22\text{ }\mu\text{H}$, se consiguen buenos resultados en cuanto a rapidez de respuesta y estabilidad con un rizado de corriente y de tensión en el módulo termoelectrico del 1,95%. Además la tensión a la salida (V_{Ro}) aunque con un rizado despreciable, es siempre superior a la tensión de entrada V_{teg} llegando a superar los 400 V por lo que el interruptor de potencia seguiría soportando una tensión algo elevada. Sin embargo, la corriente de salida tiene un valor máximo de 0,4 A.



Gráfica 2.8: Formas de onda I_{teg} , V_{teg} , V_{Ro} , I_{Ro} , I_{Lf} (Topología 3, Configuración A)

Estudio de la configuración Tipo B

En este caso, con un condensador de $C_f=680 \mu\text{F}$, $C_{out}=470 \mu\text{F}$ y una inductancia de $56 \mu\text{H}$, se consiguen buenos resultados en cuanto a rapidez de respuesta y estabilidad, con un rizado de corriente y de tensión en el módulo termoelectrico del 2,2%. Además la tensión de salida (V_{Ro}) presenta mayor rizado y es siempre superior a la tensión de entrada (V_{teg}) llegando a superar los 45 V, mientras que la corriente de salida puede llegar hasta los 4,5 A. También se puede observar que hay un pequeño rizado en la tensión de salida pero es inferior al 2%.



Gráfica 2.9: Formas de onda I_{teg} , V_{teg} , V_{Ro} , I_{Ro} , I_{Lf} (Topología3, Configuración B)

Conclusión

A pesar de que con este diseño se han conseguido unos buenos resultados, en cuanto al tamaño de componentes, y además se han conseguido unos niveles de tensión y de corriente adecuados, su principal desventaja es que no se puede medir de forma exacta la tensión de circuito abierto V_{oc} . Para acercarse a ella será necesario una resistencia de carga máxima de hasta $1\text{K}\Omega$ (para disipar una potencia de por lo menos 200 W será de un tamaño considerable). Como consecuencia se va a analizar una nueva topología para la etapa de potencia sin perder la principal ventaja de esta topología, es decir, los niveles de tensión y corriente con los que operan sus componentes.

2.1.4-Topología 4

De acuerdo a la topología estudiada anteriormente, se añade un interruptor en serie con la resistencia de carga controlado mediante histéresis que va a permitir disminuir la tensión de salida y además poder llegar a medir la tensión de circuito abierto V_{oc} exactamente, por lo que será necesario un lazo de control de corriente para el interruptor conmutado y un control de tensión para el interruptor con histéresis.

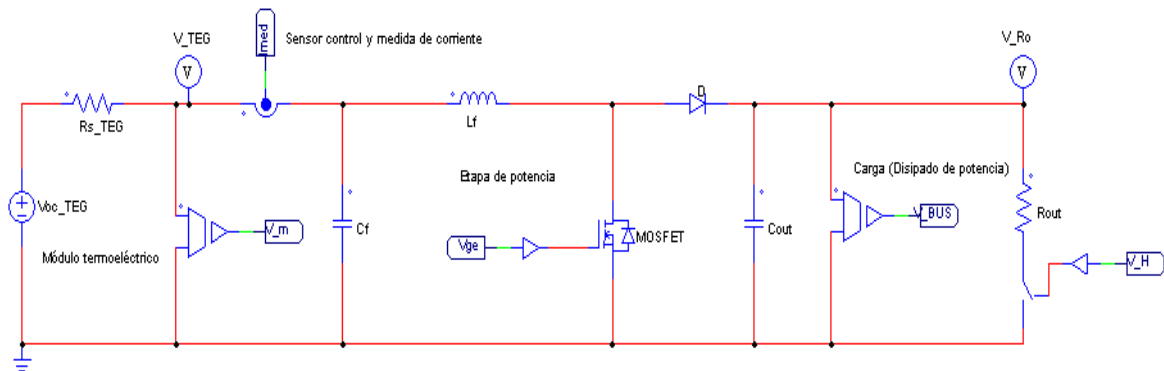


Figura 2.6: Circuito para la etapa de potencia (Topología4)

El interruptor conmutado PWM se controla mediante el lazo de control de corriente implementado en las topologías anteriores. El control de histéresis se lleva a cabo para mantener una tensión en el lado de alta similar a la tensión del lado de baja, de forma proporcional manteniéndola en unos niveles de acuerdo a un porcentaje preestablecido, de modo que la máxima tensión en la carga sea próxima a la tensión de circuito abierto V_{oc} .

$$V_{Ro} - 0.05 * V_{teg} < V_{Ro} < 0.1 * V_{teg}$$

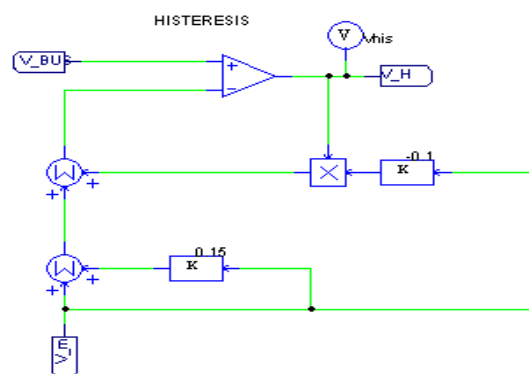


Figura 2.7: Circuito de control de histéresis (Topología 4)

Mediante esta topología se puede conseguir medir la tensión de circuito abierto V_{oc} para una $R_{out}=R_s$ (no es necesario que $R_{out} \gg R_s$) manteniendo el interruptor controlado PWM y el interruptor de histéresis abiertos de forma permanente. También es posible medir la corriente de cortocircuito cuando el interruptor PWM cierra de forma permanente.

Cuando el interruptor conmutado mediante PWM comienza a abrir y cerrar de acuerdo al ciclo de trabajo, la resistencia equivalente que ve el módulo termoelectrico disminuye desde prácticamente Infinito para $D=0$ (interruptor de histéresis abierto) hasta que se anula para un ciclo de trabajo $D=1$ (interruptor permanentemente cerrado) de acuerdo a la relación:

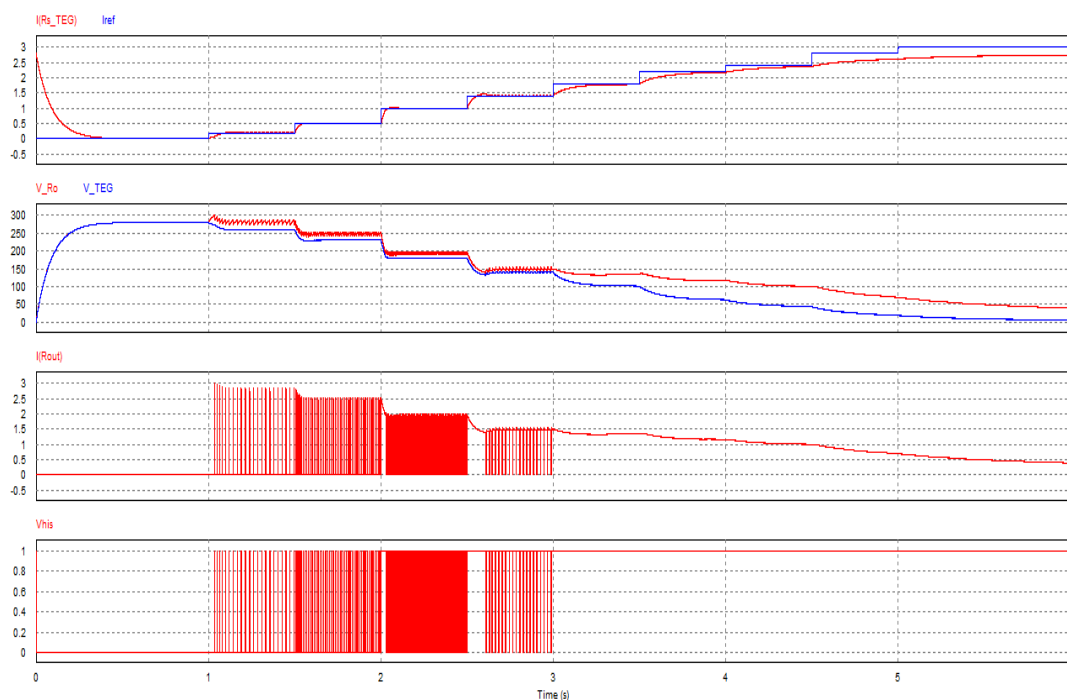
$$R_{eq} = (1 - D) \cdot R_{out} \text{ (se verá modificada por el interruptor de histéresis)}$$

A su vez el interruptor de histéresis abre y cierra para mantener la tensión de la carga en el rango de histéresis preestablecido de acuerdo a la tensión del módulo.

Se realiza el análisis para obtener las formas de onda características, niveles de tensión y corriente y determinar el valor aproximado que debe tener los componentes pasivos para obtener un rizado de tensión y corriente en el módulo termoelectrico aceptable:

Estudio de la configuración Tipo A

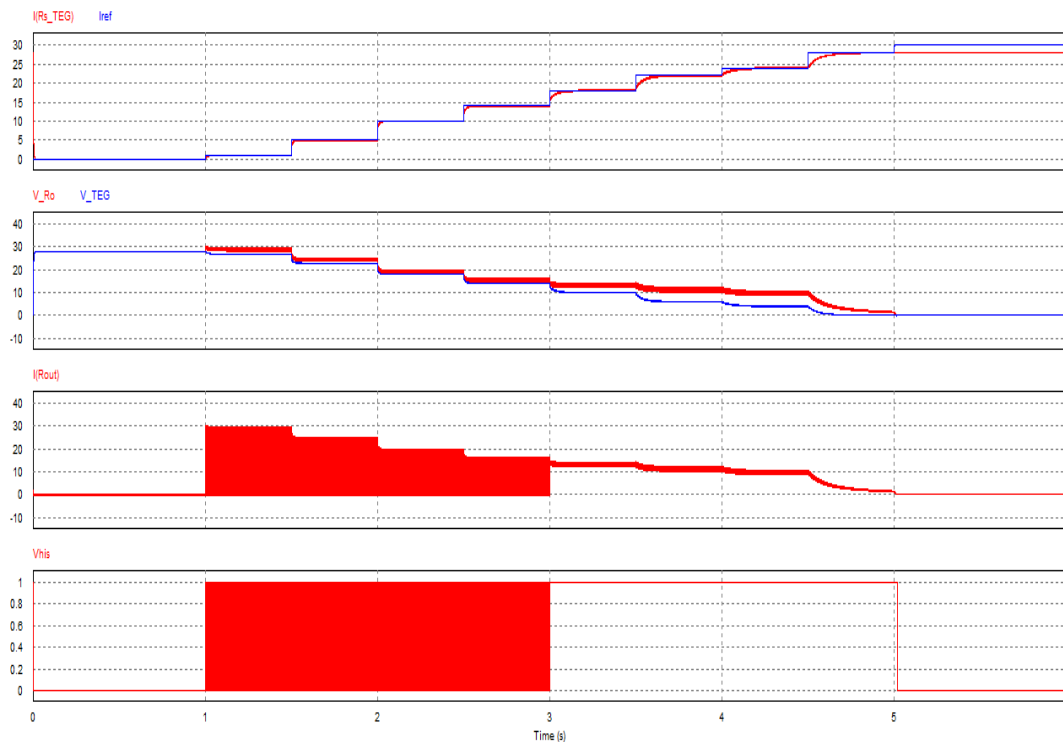
Para esta configuración, es necesario un condensador $C_{out}=330 \mu F$, y el filtro LC con $C_f=560 \mu F$ y una inductancia de $L_f=22 \mu H$, consiguiendo unos buenos resultados en cuanto a rapidez de respuesta y estabilidad, con un rizado de corriente y de tensión en el módulo termoelectrico del 2,1% a pesar de que el interruptor de histéresis introduce un rizado a baja frecuencia. La tensión a la salida (V_{Ro}) se ajusta de acuerdo al rango de histéresis a la tensión del módulo (V_{teg}). Por ello la tensión máxima de salida, que deberá soportar el interruptor de potencia, puede alcanzar los 300 V, mientras que la corriente de salida puede llegar a tener picos de hasta 3 A.



Grafica 2.10: Formas de onda I_{teg} , V_{teg} , V_{Ro} , I_{Ro} , V_{his} (Topología 4, Configuración A)

Estudio de la configuración Tipo B

En este caso el interruptor controlado mediante histéresis introduce un rizado demasiado alto a una baja frecuencia por lo que para obtener unos buenos resultados de rizado en el módulo termoelectrico es necesario un condensador C_f muy grande. Para un condensador $C_{out}=330\text{ }\mu\text{F}$, y el filtro LC con $C_f=2200\text{ }\mu\text{F}$ y una inductancia de $L_f=4,7\text{ }\mu\text{H}$, se consiguen buenos resultados en cuanto a rapidez de respuesta y estabilidad, con un rizado de corriente y de tensión en el módulo termoelectrico del 1,6%. La tensión de salida (V_{Ro}) se ajusta de acuerdo al rango de histéresis a la tensión del módulo (V_{teg}). La tensión máxima de salida puede alcanzar los 30 V, mientras que la corriente de salida puede llegar a tener picos de hasta 30 A.



Grafica 2.11: Formas de onda I_{teg} , V_{teg} , V_{Ro} , I_{Ro} , V_{his} (Topología 4, Configuración B)

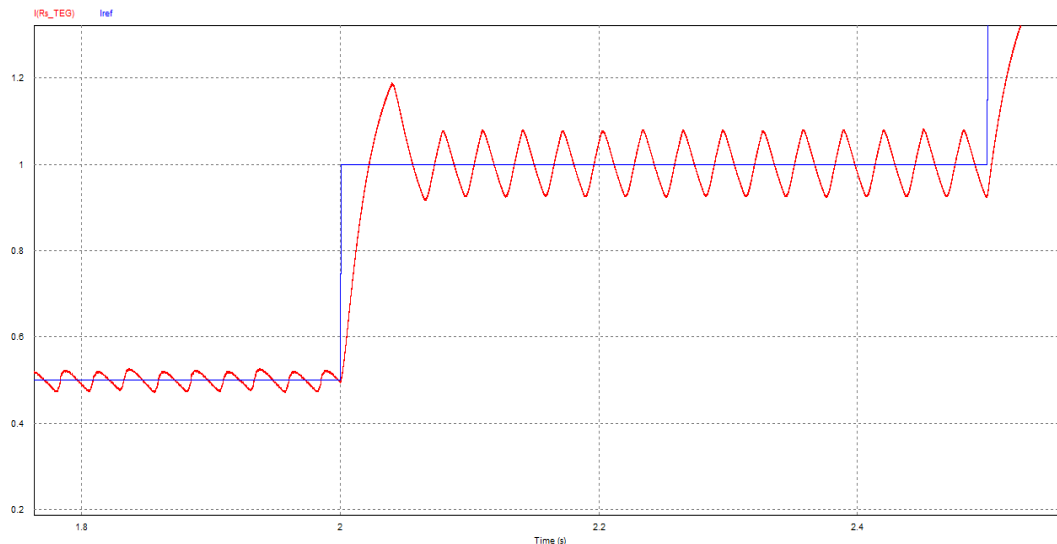
Conclusiones

Tanto la tensión como la corriente que deberán soportar los elementos del convertidor presentan unos niveles adecuados para el funcionamiento de acuerdo a los valores que es capaz de entregar el módulo termoelectrico.

El control de histéresis procura que la tensión del lado de alta V_{Ro} se ajuste en la medida de lo posible a la tensión del módulo V_{teg} en todo momento, mantenido dicha tensión de forma proporcional entre uno valores predeterminados y además permite medir la tensión de circuito abierto de forma exacta para una resistencia de carga $R_{out}=R_{eg}$.

Sin embargo, llega un momento en el cual el control de histéresis deja de “funcionar” ya que el convertidor trata de ajustar los niveles de tensión y corriente para que la potencia de salida sea igual a la potencia de entrada, es por ello que el interruptor de histéresis se cierra de forma permanente.

Además el control de histéresis produce un rizado considerable en el módulo a una frecuencia muy baja y son necesarios unos componentes pasivos (C_f) muy grandes para poder filtrarlo.



Gráfica 2.12: Rizado adicional producido por la histéresis ($f=30\text{Hz}$, Topología 4)

Todo ello nos lleva a estudiar una variante de esta topología en la que la tensión de salida y la tensión del módulo se ajusten en la medida de lo posible sin introducir un rizado adicional a una frecuencia más baja que la de conmutación, por ello se sustituye el interruptor controlado por histéresis por un interruptor controlado mediante una señal PWM.

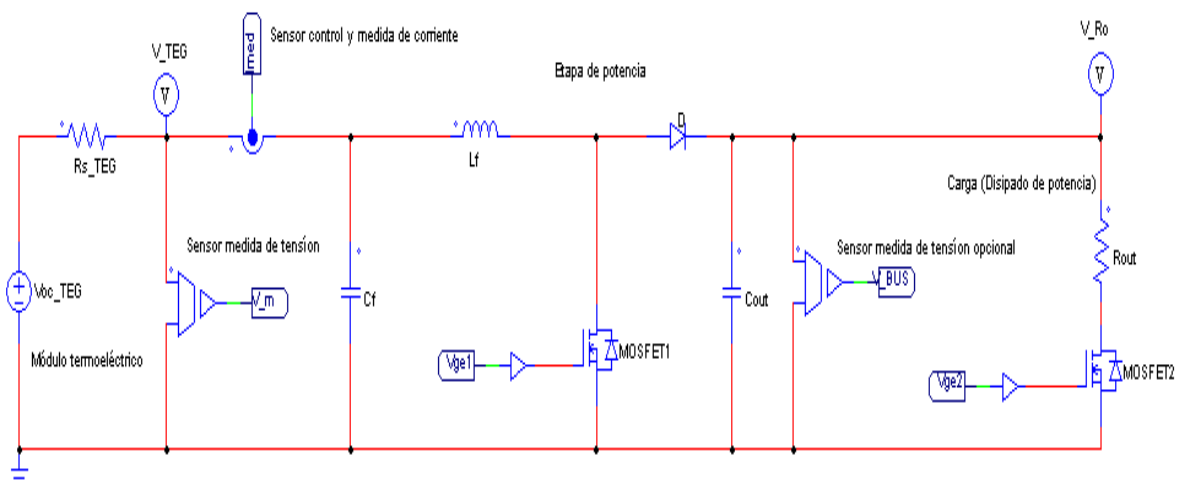


Figura 2.8: Circuito para la etapa de potencia (Topología 4bis)

En un principio se piensa en realizar dos lazos de control de corriente independientes para cada uno de los interruptores PWM, lo que complicaría el diseño de la etapa de control pero finalmente se decide cambiar el modo de funcionamiento del convertidor de forma que mediante un solo lazo de control de corriente se pueden controlar los dos interruptores PWM.

El modo de funcionamiento cambia frente a las topologías vistas anteriormente. La conmutación de ambos interruptores se realiza mediante el mismo lazo de control de corriente, es decir un mismo controlador PI, implementado en las topologías anteriores pero en este caso se utilizan dos salidas PWM con dos drivers, de forma que primero comienza conmutando el interruptor2 hasta que cierra de forma permanente, y seguidamente se produce la conmutación del interruptor1.

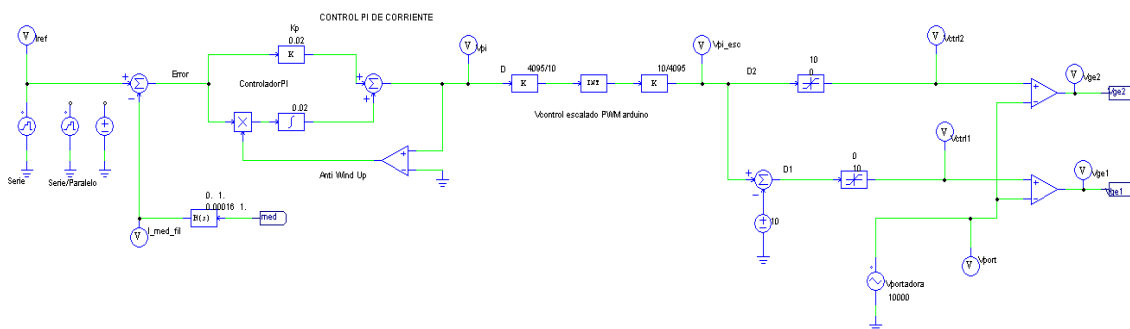
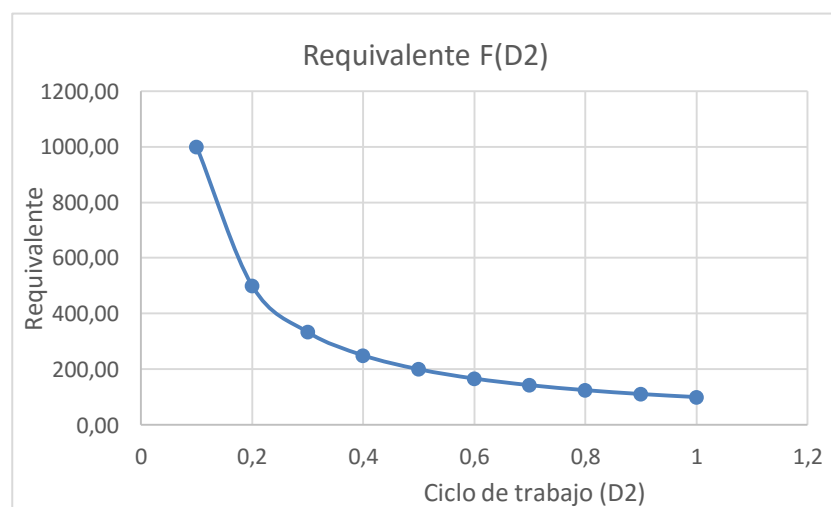


Figura 2.9: Lazo de control de corriente con doble salida PWM (Topología 4bis)

Comienzan los dos interruptores abiertos para el ciclo de trabajo $D=0$, de esta forma la resistencia equivalente que ve el módulo termoelectrónico es prácticamente infinito y se puede medir de forma exacta la tensión de circuito abierto V_{oc} . Mediante el lazo de control de corriente implementado, comienza a conmutar el interruptor2 consiguiendo que la resistencia equivalente que ve el módulo sea de infinito para $D_2=0$ y de $R_{eq}=R_{out}$ para $D_2=1$ de acuerdo a la expresión matemática que relaciona la resistencia equivalente en función de R_{out} y el ciclo de trabajo:

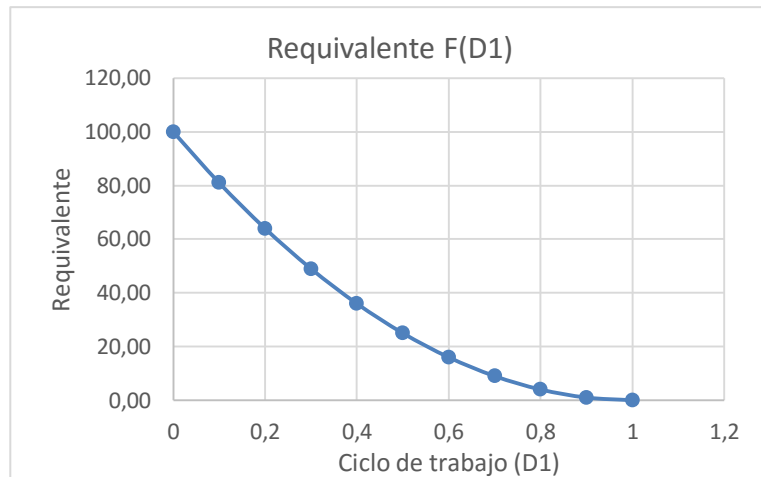
$$R_{eq} = \frac{1}{D_2} \cdot R_{out}$$



Gráfica 2.13: Resistencia equivalente en función de D_2 ($R_{out}=100$, Topología 4bis)

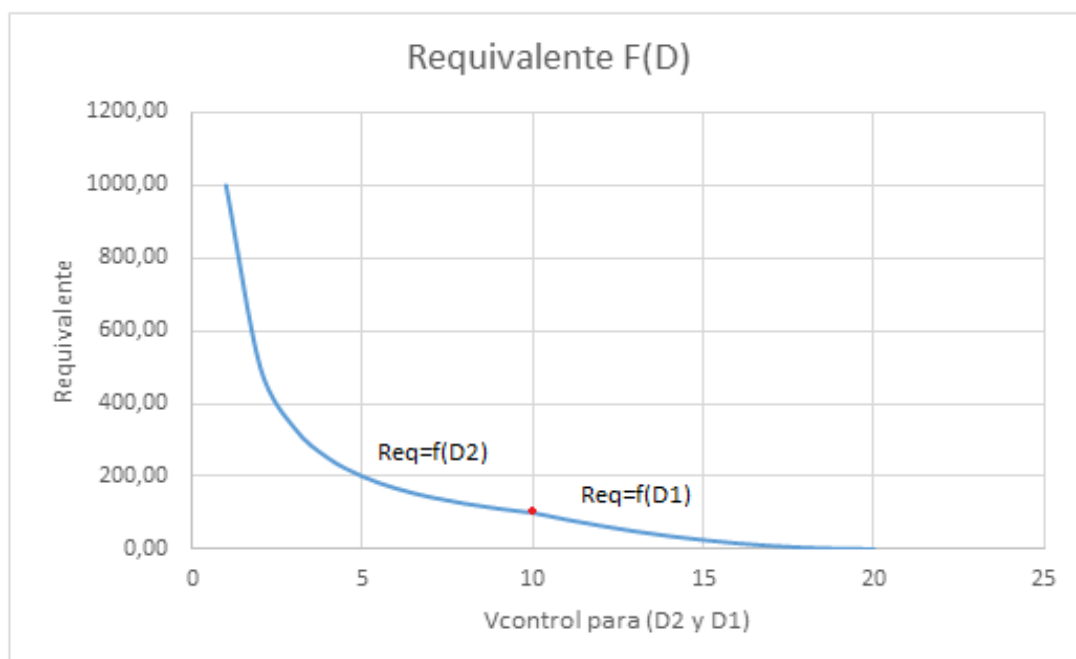
Una vez que el interruptor2 cierra de forma permanente, comienza a conmutar el interruptor1 de forma que la resistencia equivalente que ve el modulo es de Rout para el ciclo de trabajo D1=0 y de Req=0 para el ciclo de trabajo D1=1 de acuerdo a la expresión matemática que relaciona la resistencia equivalente en función de Rout y el ciclo de trabajo:

$$Req = (1 - D1)^2 \cdot Rout$$



Gráfica 2.14: Resistencia equivalente en función de D1 (Rout=100, Topología 4bis)

De esta forma también es posible medir la corriente de cortocircuito Isc del módulo de forma exacta. Como el convertidor mediante la conmutación de los dos interruptores va a llevar la resistencia equivalente que vera el módulo termoelectrico desde el infinito (Voc) hasta 0 (Isc), a continuación se muestra la gráfica obtenida teniendo en cuenta la conmutación de ambos interruptores.



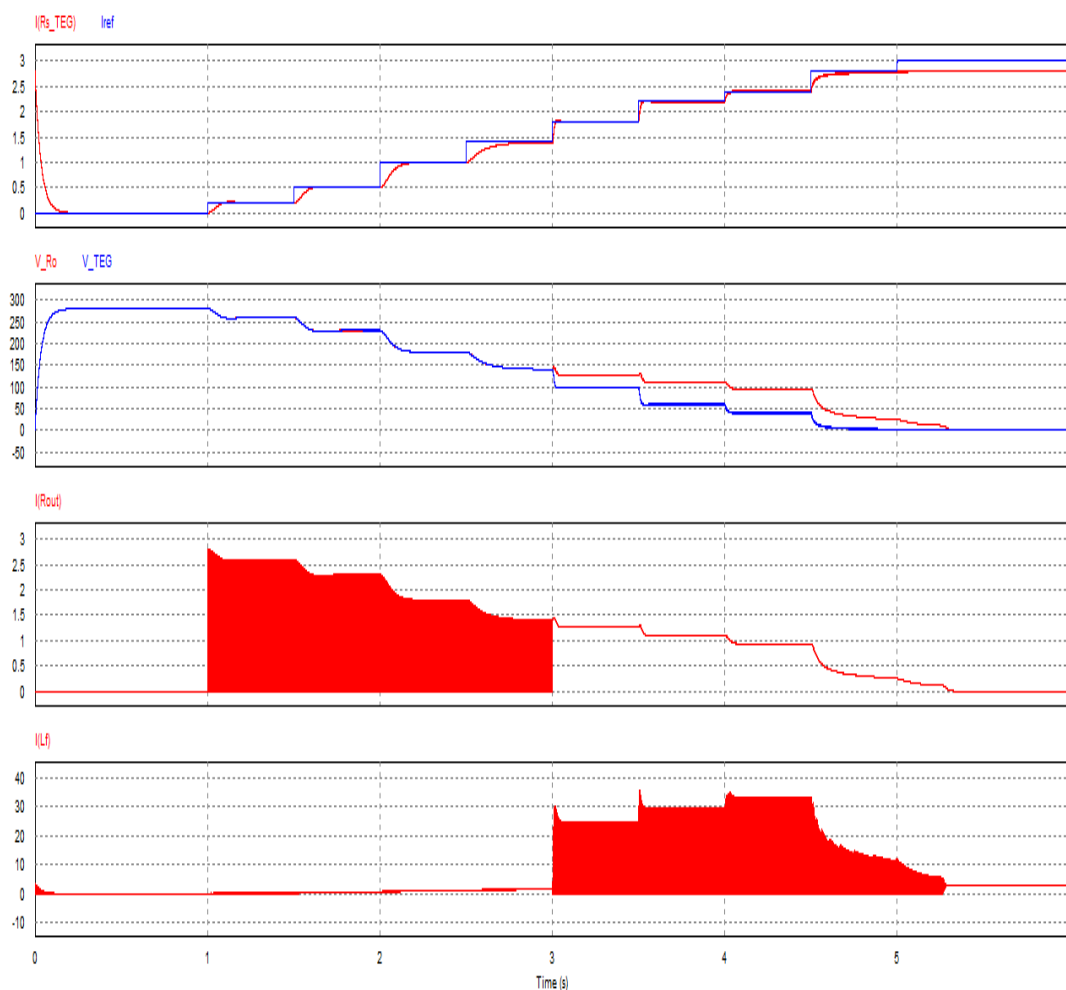
Gráfica 2.15: Resistencia equivalente en función de Vcontrol para D2 y D1 (Rout=100, Topología 4bis)

Se realiza el análisis para obtener las formas de onda características, niveles de tensión y corriente y determinar el valor aproximado que debe tener los componentes pasivos para obtener un rizado de tensión y corriente en el módulo termoelectrico aceptable:

Estudio de la configuración Tipo A

En este caso para un condensador de $C_{out}=220\text{ }\mu\text{F}$, y el filtro LC con $C_f=120\text{ }\mu\text{F}$ y una inductancia de $L_f=10\text{ }\mu\text{H}$, se consiguen buenos resultados en cuanto a rapidez de respuesta y estabilidad, con un rizado de corriente y de tensión en el módulo termoelectrico inferior al 2%. En este caso la tensión a la salida (V_{Ro}) se ajusta perfectamente a la tensión del módulo V_{teg} cuando conmuta el interruptor2. La tensión máxima que deberá soportar tanto la carga como el interruptor es la V_{oc} (280 V), mientras que la corriente puede llegar a tener picos de hasta I_{sc} (2,8 A).

Además la corriente por la bobina es discontinua y llega a anularse cuando está conmutando D1 (MCD), sin embargo cuando se produce la conmutación de D2 la corriente es continua con algo de rizado por lo que se está trabajando en MCC (para trabajar siempre en MCC sería necesario una inductancia mayor).

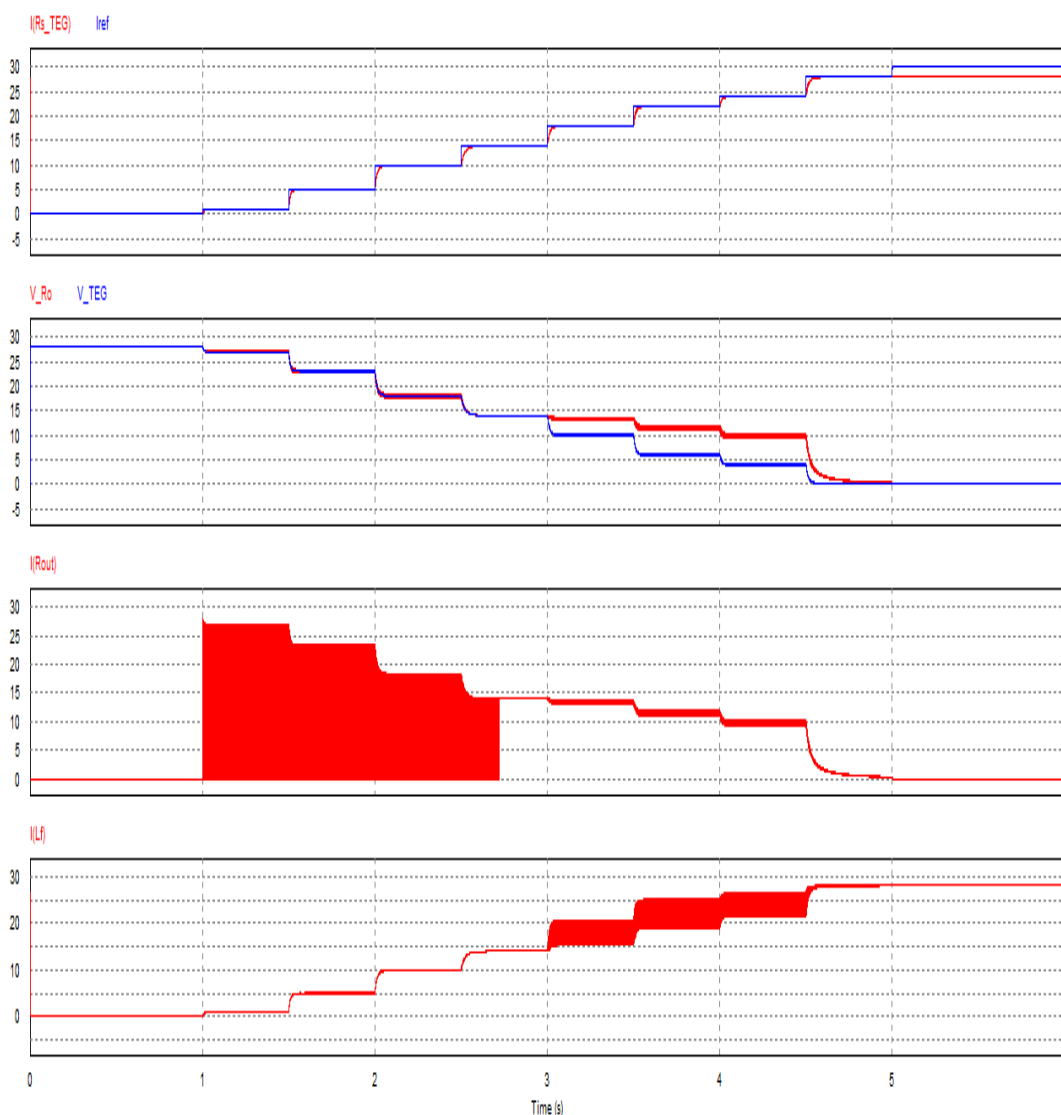


Gráfica 2.16: Formas de onda I_{teg} , V_{teg} , V_{Ro} , I_{Ro} , I_{Lf} (Topología 4bis, Configuración A)

Estudio de la configuración Tipo B

Para esta configuración, con un condensador de $C_{out}=560\text{ }\mu\text{F}$, y el filtro LC con $C_f=330\text{ }\mu\text{F}$ y una inductancia de $L_f=47\text{ }\mu\text{H}$, se consiguen buenos resultados en cuanto a rapidez de respuesta y estabilidad, con un rizado de corriente y de tensión en el módulo termoelectrico inferior al 2%. En este caso la tensión a la salida (V_{Ro}), aunque presenta algo de rizado, se ajusta perfectamente a la tensión del módulo (V_{teg}) cuando conmuta el interruptor2, por lo que la tensión máxima que deberá soportar el interruptor y la carga llega a ser la tensión de circuito abierto del módulo V_{oc} (28 V), mientras que la corriente puede llegar a tener picos de hasta I_{sc} (28 A).

Además en este caso la corriente por la bobina nunca llega a anularse mientras está conmutando D1 (MCC, aunque con mucho rizado), sin embargo cuando se produce la conmutación de D2 la corriente es continua con poco rizado por lo que también está trabajando en MCC.



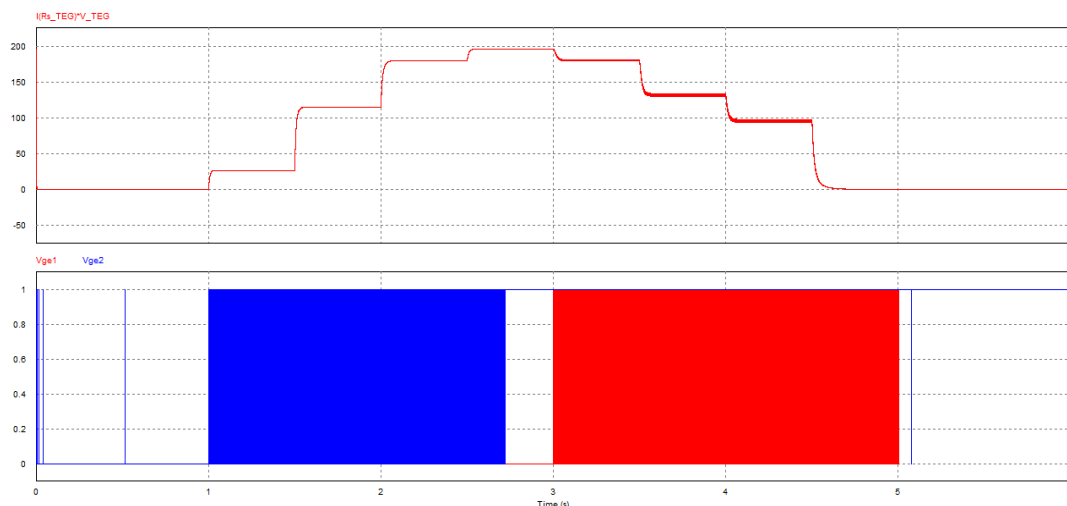
Gráfica 2.17: Formas de onda I_{teg} , V_{teg} , V_{Ro} , I_{Ro} , I_{Lf} (Topología 4bis, Configuración B)

Conclusión

Finalmente se ha conseguido unos buenos resultados en cuanto a rizado de tensión y corriente en el módulo termoelectrico para un tamaño de componentes aceptable. Para conseguir que el rizado de tensión en el módulo termoelectrico sea inferior al 2% en el punto de máxima potencia, en el caso más restrictivo, es necesario unos valores de los componentes pasivos para el filtro LC de $L_f=47 \mu\text{H}$ y $C_f= 330 \mu\text{F}$ y para el condensador de salida $C_{out}=560 \mu\text{F}$ obteniendo un rizado de tensión de salida del 5%.

Para la configuración del módulo tipo B la corriente en la inductancia nunca se anula, por lo que se está trabajando en MCC, sin embargo para la configuración del módulo tipo A, cuando está conmutando D2 se trabaja en MCC pero cuando está conmutando D1 se está trabajando en MCD y sería necesario aumentar mucho el valor de la inductancia para trabajar siempre en MCC.

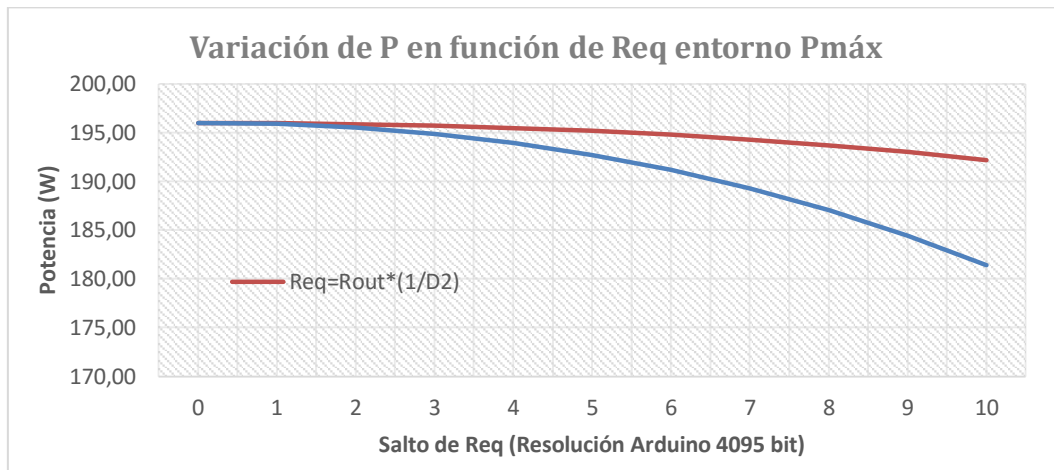
Por otra parte, teniendo en cuenta los buenos resultados obtenidos y pensando en el seguimiento del punto de máxima potencia MPPT, dado que la máxima potencia se extrae cuando $R_s=R_{out}$, en este caso la resistencia equivalente que ve el modulo termoelectrico cuando $R_{eq}=R_{out}$ se consigue en el límite de conmutación de ambos interruptores (bien cuando el ciclo de trabajo D2 está muy próximo a 1, o cuando el ciclo de trabajo D1 está muy próximo a 0). Por lo tanto el punto de máxima potencia estará en el límite de conmutación de ambos interruptores, por lo que podría generarse algún conflicto en la conmutación u otro tipo de problemas que afecten al seguimiento optimo del punto de máxima potencia.



Gráfica 2.18: Potencia del módulo y señal de conmutación de los interruptores (Topología 4bis)

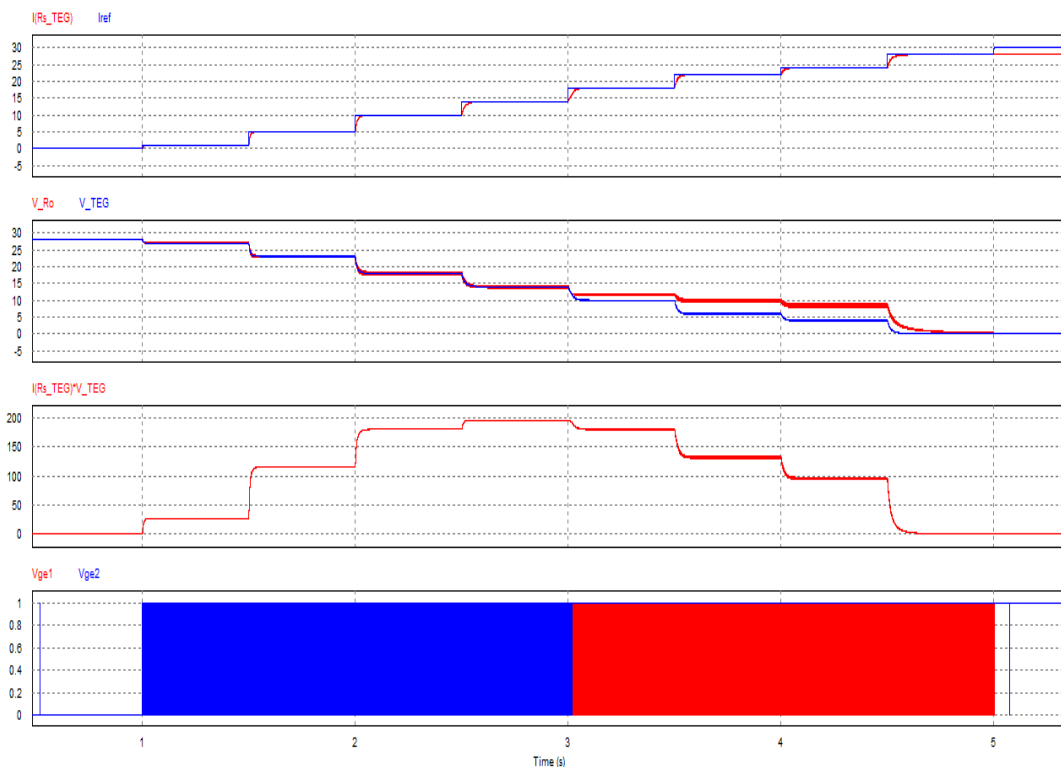
Para evitar este problema, se podría colocar una resistencia de carga por ejemplo de $R_{out}=0,75 \cdot R_{teg}$ (en principio se elige una resistencia de menor valor) para conseguir que en el seguimiento de MPPT solo trabaje uno de los interruptores (en este caso trabajaría el interruptor D2, que además es cuando el convertidor está trabajando en MCC).

Se ha realizado un análisis para observar cual es la función $Req=f(D)$ que mejor se ajusta para un seguimiento MPPT más suave, a partir de la conmutación de los interruptores para varios puntos de trabajo entorno al punto de máxima potencia para pequeños saltos de Req de acuerdo a la resolución que impone Arduino (4095 bit) cuyo resultado es:



Gráfica 2.19: $P_{máx}=f(\text{SaltoReq})$, Ensayo en MCC ($R_{out}=R_{teg}$, Topología 4bis)

Por lo tanto se puede determinar que cuando conmuta D2 cuya función es $Req=R_{out}*(1/D2)$ el seguimiento MPPT sería más suave. A continuación se puede observar como al colocar $R_{out}=0,75*R_{teg}$ el interruptor que conmuta cuando se extrae la máxima potencia es el interruptor2 para un ciclo de trabajo $D2=0,75$.



Gráfica 2.20: Formas de onda características para $R_{out}=0,75*R_{teg}$ (Topología 4bis, Configuración B)

2.1.5-Topología 5

Se trata de la topología3 (tipo Boost) estudiada anteriormente pero en este caso la resistencia de carga R_{out} se coloca en paralelo con el diodo. Dependiendo del ciclo de trabajo se obtiene una resistencia equivalente de:

$$R_{eq} = R_{out} \cdot \frac{(1 - D)^2}{D}$$

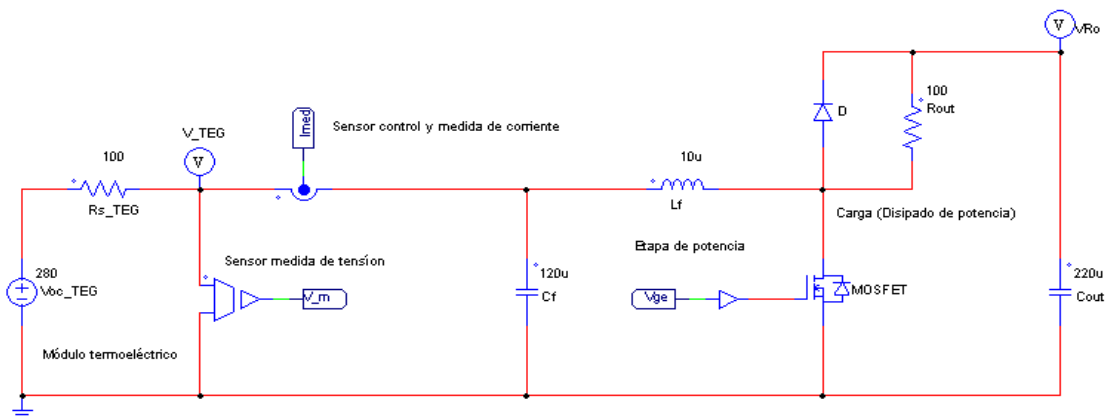


Figura 2.10: Circuito para la etapa de potencia (Topología5)

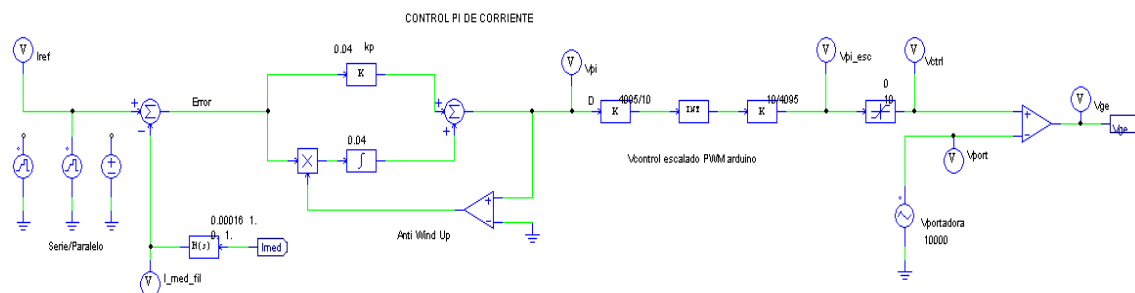


Figura 2.11: Lazo de control de corriente (Topología 5)

Cuando el interruptor PWM está abierto para el ciclo de trabajo $D=0$, el diodo conduce y la carga se encuentra cortocircuitada ($R_{out}=\infty$), por lo que es posible medir la tensión de circuito abierto V_{oc} .

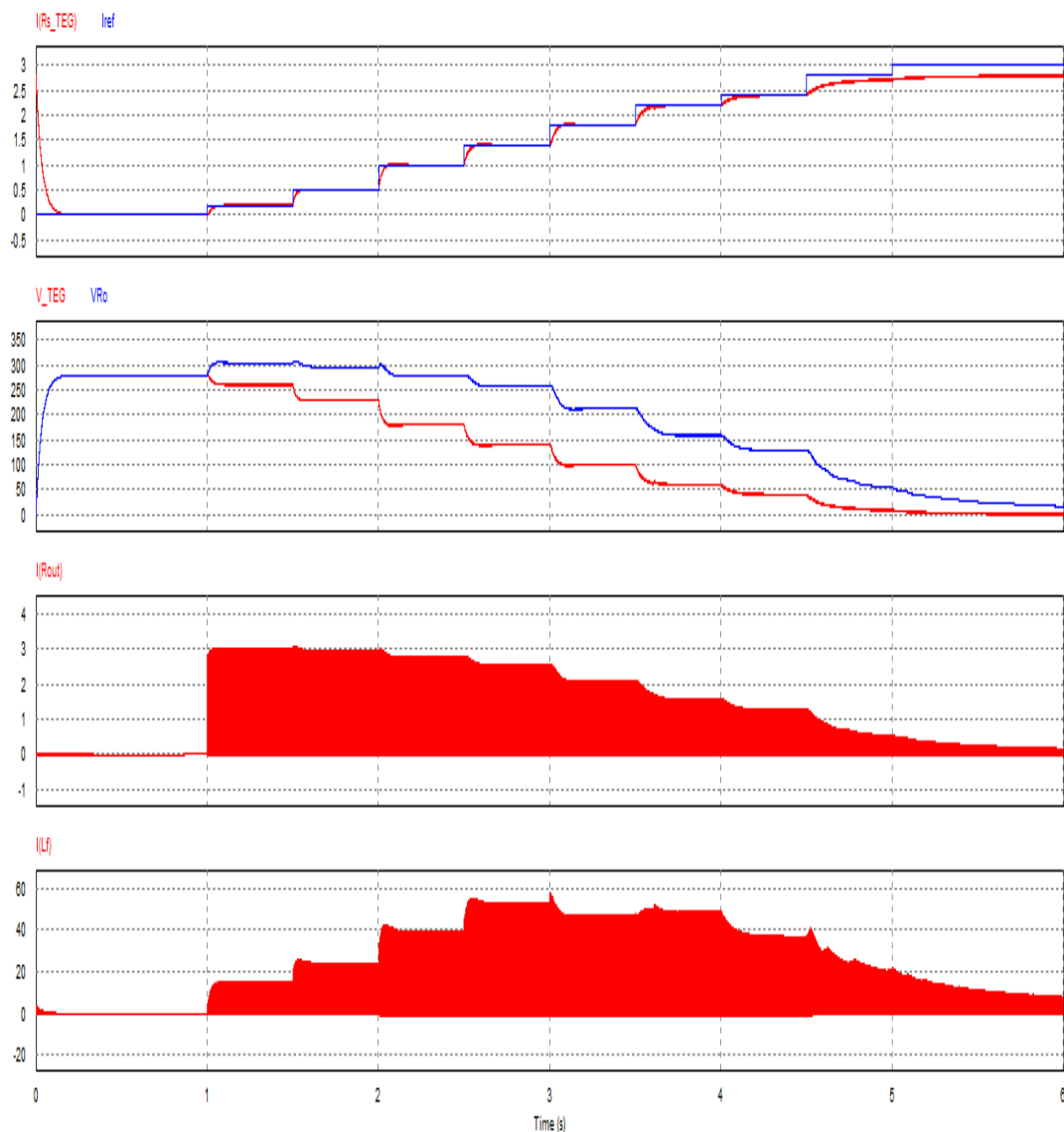
Cuando el interruptor PWM cierra, el diodo está en corte por lo que toda la corriente circula por la carga, de esta forma con la conmutación del interruptor de acuerdo al ciclo de trabajo obtenemos una resistencia de carga equivalente en función del ciclo de trabajo de acuerdo a la expresión matemática ($R_{eq}=R_{out} \cdot (1-D)^2/D$).

Si el interruptor PWM cierra de forma permanente con un ciclo de trabajo $D=1$ ($R_{out}=0$), el módulo termoelectrico queda cortocircuitado, por lo que también sería posible medir la corriente de cortocircuito I_{sc} .

Se realiza el análisis para obtener las formas de onda características, niveles de tensión y corriente y determinar el valor aproximado que debe tener los componentes pasivos para obtener un rizado de tensión y corriente en el módulo termoelectrico aceptable:

Estudio de la configuración Tipo A

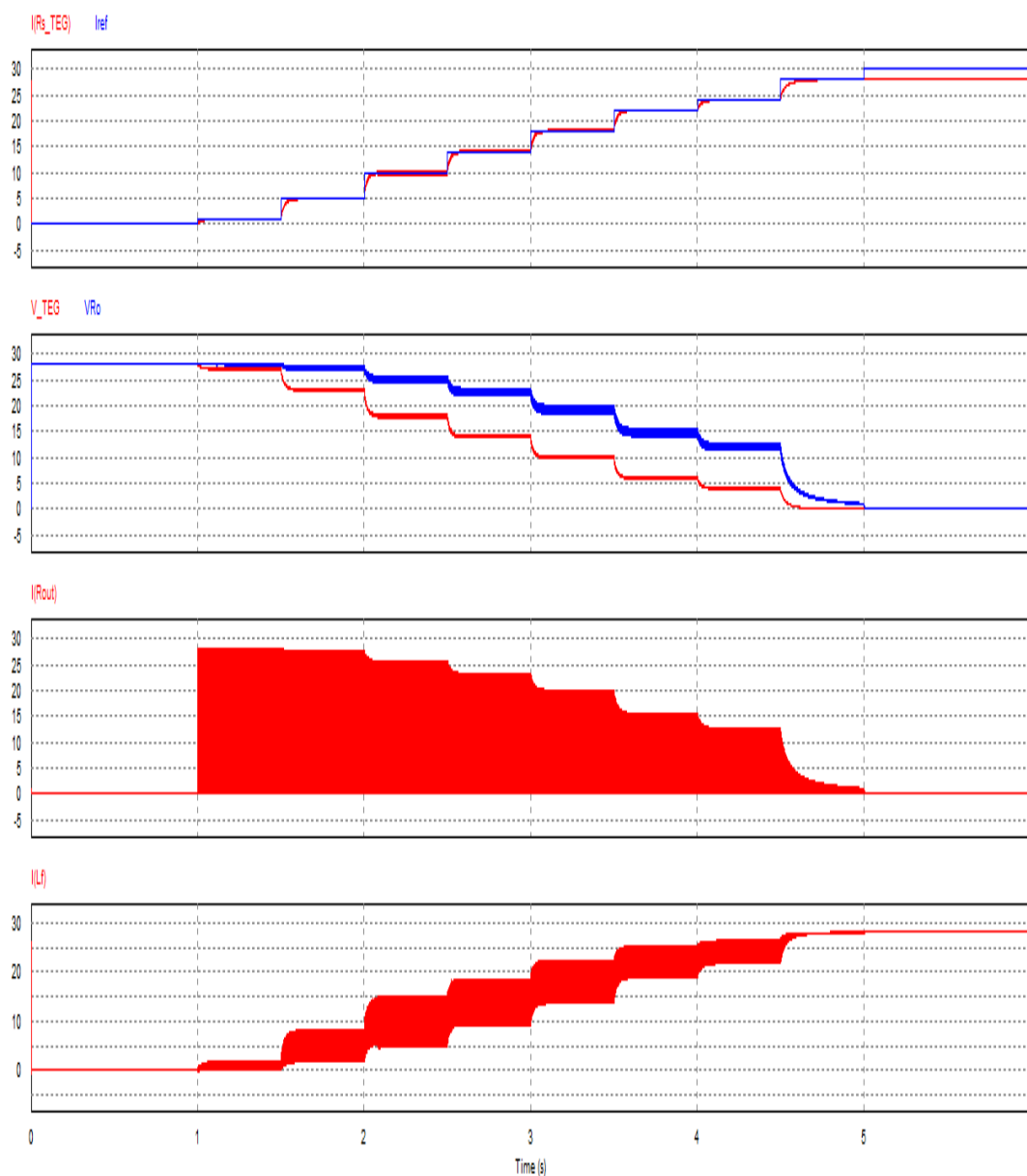
Para esta configuración, con un condensador de $C_{out}=220\text{ }\mu\text{F}$, y el filtro LC con $C_f=120\text{ }\mu\text{F}$ y una inductancia de $L_f=22\text{ }\mu\text{H}$, se consiguen buenos resultados en cuanto a rapidez de respuesta y estabilidad, con un rizado de corriente y de tensión en el módulo termoelectrico del 1,4%. En este caso la tensión a la salida (V_{Ro}) que deberá soportar la carga y el interruptor, siempre es algo superior a la tensión del módulo (V_{teg}), y la tensión máxima llega a alcanzar los 300 V. La corriente de salida puede llegar a tener picos de hasta 3 A. Además la corriente por la bobina es discontinua y llega a anularse por lo que el modo de funcionamiento es MCD.



Gráfica 2.21: Formas de onda I_{teg} , V_{teg} , V_{Ro} , I_{Ro} e I_{Lf} (Topología 5, Configuración A)

Estudio de la configuración Tipo B

Para un condensador de $C_{out}=560 \mu F$, y el filtro LC con $C_f=330 \mu F$ y una inductancia de $L_f=56 \mu H$, se consiguen buenos resultados en cuanto a rapidez de respuesta y estabilidad, con un rizado de corriente y de tensión en el módulo termoelectrico del 2,6%. En este caso la tensión a la salida (V_{Ro}), aunque presente algo de rizado (7%), siempre es algo superior a la tensión del módulo V_{teg} , y la tensión máxima llega a alcanzar 28 V. La corriente de salida, y que deberá soportar tanto la carga como el interruptor, puede llegar a tener picos de hasta 28 A. Además la corriente por la bobina es continua y no se anula por lo que el modo de funcionamiento es MCD pero presenta mucho rizado.



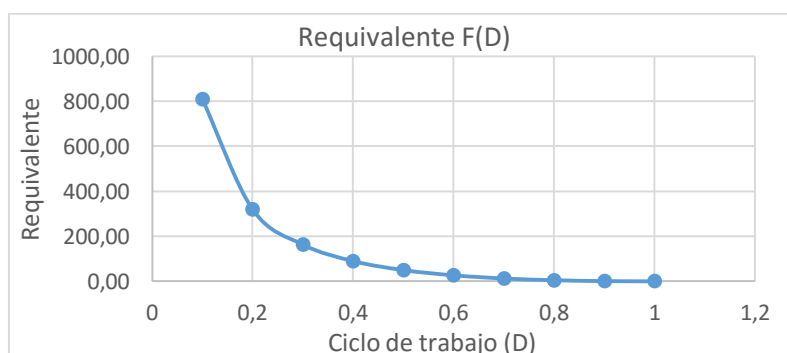
Gráfica 2.22: Formas de onda I_{teg} , V_{teg} , V_{Ro} , I_{Ro} e I_{Lf} (Topología 5, Configuración B)

Conclusión

Se ha conseguido unos buenos resultados en cuanto a rizado de tensión y corriente en el módulo termoelectrico para un tamaño de componentes aceptable y similar a la topología4bis estudiada anteriormente. Para conseguir que el rizado de tensión en el módulo termoelectrico sea inferior al 2% en el punto de máxima potencia, en el caso más restrictivo es necesario unos valores de los componentes pasivos para el filtro LC de $L_f=56 \mu\text{H}$ y $C_f=330 \mu\text{F}$ y para el condensador de salida $C_{out}=560 \mu\text{F}$ obteniendo un rizado en la tensión de salida del 7%.

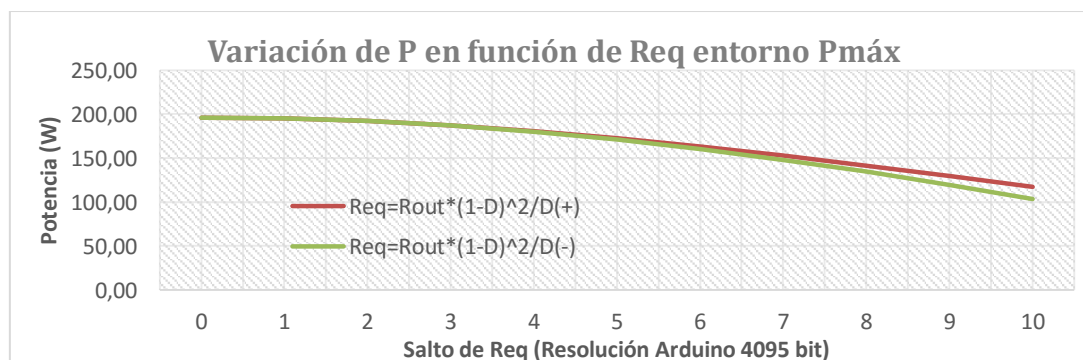
Para la configuración del módulo tipo B la corriente en la inductancia nunca se anula, por lo que se está trabajando en MCC, sin embargo para la configuración del módulo tipo A, se trabaja en MCD y sería necesario aumentar mucho el valor de la inductancia para trabajar siempre en MCC.

Por otra parte, teniendo en cuenta los buenos resultados obtenidos y pensando en el seguimiento del punto de máxima potencia MPPT, dado que la máxima potencia se extrae cuando $R_s=R_{out}$ para un ciclo de trabajo ($D_{p\text{m}\acute{a}x}=0,382$), en este caso la curva que relaciona R_{eq} en función de D es:



Gráfica 2.23: Resistencia equivalente en función de D ($R_{out}=100$, Topología 5)

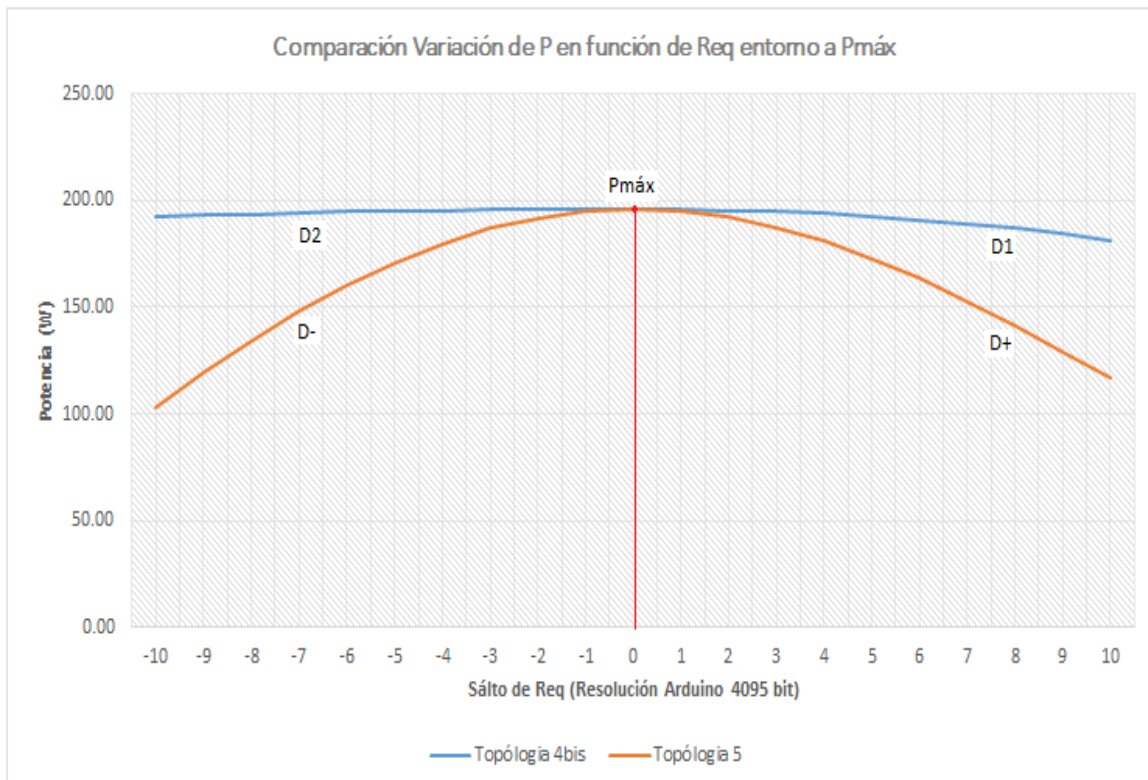
Se realiza un análisis para determinar la potencia que se obtiene para varios puntos de trabajo entorno al punto de máxima potencia para pequeños saltos de R_{eq} teniendo en cuenta la resolución de Arduino cuyo resultado es:



Gráfica 2.24: $P_{m\acute{a}x}=f(\text{SaltoReq})$, Ensayo en MCC ($R_{out}=R_{teg}$, Topología 5)

Por lo tanto se puede determinar que cuando el convertidor se acerca al punto de máxima potencia para un ciclo de trabajo mayor a $D_{pm\acute{a}x}$ el seguimiento MPPT sería más suave que si se acerca al punto de máxima potencia para un ciclo de trabajo menor a $D_{pm\acute{a}x}$.

A modo de comparación para el control de seguimiento del punto de máxima potencia con la topología anterior (topología4bis), en la siguiente gráfica se puede observar la potencia que se obtiene para pequeños saltos de R_{eq} entorno al punto de máxima potencia:



Gráfica 2.25: Comparativa $P_{m\acute{a}x}=f(\text{SaltoReq})$, Ensayo en MCC ($R_{out}=R_{teg}$, Topologías 4 y 5)

Nota: Las expresiones matemáticas que relacionan $R_{eq}=f(D)$ se verifican siempre y cuando el convertidor trabaje en MCC. En caso de que trabaje en MCD se comprueba que la relación no se cumple y además para un mismo salto de R_{eq} entorno al punto de máxima potencia el seguimiento MPPT sería muy brusco.

Se puede observar que si nos movemos entorno el punto de máxima potencia cuando ($R_s=R_{out}$) en el caso de la topología5 se obtiene una mayor pendiente (para un mismo salto de D obtendríamos mayor diferencia en R_{eq}) que en el caso de la topología4bis por lo que el control MPPT sería más “brusco” en este caso.

En definitiva con esta topología se consiguen unos resultados similares a la topología anterior pero pensando en el seguimiento del punto de máxima potencia, con la topología anterior se conseguiría un seguimiento más óptimo.

Tabla Resumen comparativo topologías

Topología etapa de potencia		Tipo 1		Tipo 1 (bis)		Tipo 2		Tipo 3	
Configuración Módulo		Tipo A	Tipo B	Tipo A	Tipo B	Tipo A	Tipo B	Tipo A	Tipo B
Criterios de análisis	Circuito de potencia	Muy sencillo		Muy sencillo		Muy sencillo		Sencillo (Similar al BOOST)	
	Control	Lazo de corriente sencillo		Lazo de corriente sencillo		Lazo de corriente sencillo		Lazo de corriente sencillo	
	¿Se consigue Voc?	Sí, de forma exacta.		Sí, de forma exacta.		No, solo de forma aproximada (Rmin).		No, solo de forma aproximada (Rmax).	
	¿Se consigue Isc?	No, solo de forma aproximada (Rmin).		No, solo de forma aproximada (Rmin).		Sí, de forma exacta.		Sí, de forma exacta.	
	Valor de R _{carga}	R _{máx} = 10 Ω	R _{mín} =0.1 Ω	R _{máx} = 10 Ω	R _{mín} =0.1 Ω	1000 Ω	10 Ω	1000 Ω	10 Ω
	Valor de L _f para (ΔV _{teg} <2%)	-	-	2,2 uH	22 uH	22 uH	56 uH	10 uH	56 uH
	Valor de C _f para (ΔV _{teg} <2%)	-	-	0,1 uF	100 uF	47 uF	1000 uF	47 uF	680 uF
	Valor de Cout	47 uF	3300 uF	33 uF	560 uF	-	-	120 uF	470 uF
	Rizado de corriente IL	-	-	5,2%	10,3%	-	-	-	-
	Modo de conducción MCC o MCD	-	-	MCC	MCC	MCD	MCD	MCD	MCD
Criterios de análisis	Tensión máxima de Salida	Voc (280 V)	Voc (28 V)	Voc (280 V)	Voc (28 V)	10*Voc (2800 V)	10*Voc (280 V)	Hasta 400 V	Hasta 45 V
	Corriente máxima de Salida	10*Isc (28 A)	10*Isc (280 A)	10*Isc (28 A)	10*Isc (280 A)	Isc (2.8 A)	Isc (28 A)	Hasta 0.4 A	Hasta 4.5 A
	Req=f(D)	Rout*(1/D)		Rout*(1/D)		Rout*(1-D)		Rout*(1-D)	
	Control MPPT (Relación Req MCC-MCD)	-	-	-	-	-	-	-	-
	Control MPPT (Salto Req entorno Pmax)	-	-	-	-	-	-	-	-
	Elección	Descartado	Descartado	Descartado	Descartado	Descartado	Descartado	Algo posible	Algo posible
Topología etapa de potencia		Tipo 4		Tipo 4 (bis)		Tipo 5			
Configuración Módulo		Tipo A	Tipo B	Tipo A	Tipo B	Tipo A	Tipo B	Tipo A	Tipo B
Criterios de análisis	Circuito de potencia	Más complejo (Boost+histeresis)		Algo más complejo (2interruptores PWM)		Sencillo (Similar al BOOST)		Sencillo (Similar al BOOST)	
	Control	Lazo de corriente + control V histeresis		Lazo de corriente con doble PWM		Sencillo		Sencillo	
	¿Se consigue Voc?	Sí, de forma exacta.		Sí, de forma exacta.		Sí, de forma exacta.		Sí, de forma exacta.	
	¿Se consigue Isc?	Sí, de forma exacta.		Sí, de forma exacta.		Sí, de forma exacta.		Sí, de forma exacta.	
	Valor de R _{carga}	100 Ω	1 Ω	100 Ω	1 Ω	100 Ω	1 Ω	100 Ω	1 Ω
	Valor de L _f para (ΔV _{teg} <2%)	22 uH	4,7 uH	10 uH	47 uH	10 uH	56 uH	10 uH	56 uH
	Valor de C _f para (ΔV _{teg} <2%)	560 uF	2200 uF	120 uF	330 uF	120 uF	330 uF	120 uF	330 uF
	Valor de Cout	330 uF	330 uF	220 uF	560 uF	220 uF	560 uF	220 uF	560 uF
	Rizado de corriente IL	-	-	Continua-Discontinua	Continua	Discontinua	Continua	Discontinua	Continua
	Modo de conducción MCC o MCD	MCD	MCD	MCC-MCD	MCC	MCD	MCC	MCD	MCC
Criterios de análisis	Tensión máxima de Salida	Hasta 300 V	Hasta 30 V	Voc(280 V)	Voc(28 V)	Hasta 300 V	Hasta 28 V	Hasta 300 V	Hasta 28 V
	Corriente máxima de Salida	Hasta 3 A	Hasta 30 A	Hasta 2,8 A	Hasta 28 A	Hasta 3 A	Hasta 28 A	Hasta 3 A	Hasta 28 A
	Req=f(D)	Rout*(1-D)		Req=Rout*(1/D2) // Req=Rout*(1-D1)^2		Req=Rout*(1-D)^2/D		Req=Rout*(1-D)^2/D	
	Control MPPT (Relación Req MCC-MCD)	-	-	No hay relación (MCD)	Hay relación (MCC)	No hay relación MCD	Hay relación MCC	No hay relación MCD	Hay relación MCC
	Control MPPT (Salto Req entorno Pmax)	-	-	Muy suave-Brusco	Muy suave	Muy brusco	Suave	Muy brusco	Suave
	Elección	Descartado	Descartado	Muy posible	Muy posible	Muy posible	Possible	Muy posible	Possible

Tabla 2.2: Resumen comparativo entre las diferentes topologías estudiadas

2.1.6-Topología seleccionada y justificación de la elección

Antes de seleccionar la topología definitiva para la etapa de potencia se destacan los puntos fuertes y débiles de las diferentes topologías estudiadas a modo de resumen:

Topología	Puntos fuertes	Puntos débiles	Elección
1	<ul style="list-style-type: none"> -El circuito es muy sencillo y con pocos componentes. -Lazo de control de corriente sencillo. -Se puede medir exactamente Voc. -Tensión máxima de Voc (280V). 	<ul style="list-style-type: none"> -No es posible medir exactamente Isc pero se puede acercarse colocando una $R_{out}=1/10 \cdot R_{teg}$. -Corriente máxima muy elevada que puede llegar a alcanzar $10 \cdot I_{sc}$ (280A). -Necesario un condensador Cf de mucha capacidad para cumplir especificaciones de rizado en el módulo TEG. 	Descartada
1bis	<ul style="list-style-type: none"> -El circuito es muy sencillo pero con más componentes. (Se añade filtro LC) -Lazo de control de corriente sencillo. -Se puede medir exactamente Voc. -Tensión máxima de Voc (280V). -Tamaño de componentes pasivos Cf, Lf y Cout aceptable para cumplir especificaciones de rizado en el módulo TEG. -Modo de funcionamiento MCC y con poco rizado de corriente en L. 	<ul style="list-style-type: none"> -No es posible medir exactamente Isc pero se puede acercarse colocando una $R_{out}=1/10 \cdot R_s$. -Corriente máxima muy elevada que puede llegar a alcanzar $10 \cdot I_{sc}$ (280A). 	Descartada
2	<ul style="list-style-type: none"> -El circuito es muy sencillo y con pocos componentes. -Lazo de control de corriente sencillo. -Se puede medir exactamente Isc. -Corriente máxima de Isc (28A). 	<ul style="list-style-type: none"> -No es posible medir exactamente Voc pero se puede acercarse colocando una $R_{out}=10 \cdot R_s$. (Resistencia de carga grande) -Tensión máxima muy elevada que puede llegar a alcanzar $10 \cdot V_{oc}$ (2800V). -Necesario un condensador Cf de mucha capacidad para cumplir especificaciones de rizado en el módulo TEG. -Modo de funcionamiento MCD. (Aumentar L para trabajar en MCC) 	Descartada

3	<ul style="list-style-type: none"> -El circuito es sencillo, similar al Boost. -Lazo de control de corriente sencillo. -Se puede medir exactamente I_{sc}. -Corriente máxima inferior a I_{sc}. -Tamaño de componentes pasivos C_f, L_f y C_{out} aceptable para cumplir especificaciones de rizado en el módulo TEG. 	<ul style="list-style-type: none"> -No es posible medir exactamente V_{oc} pero se puede acercar colocando una $R_{out}=10 \cdot R_s$. (Resistencia de carga grande) -Tensión máxima algo superior a V_{oc} que puede llegar a superar los 400 V ($1,5 \cdot V_{oc}$). -Modo de funcionamiento MCD. (Aumentar L para trabajar en MCC) 	Algo posible
4	<ul style="list-style-type: none"> -Lazo de control de corriente sencillo. -Se puede medir exactamente I_{sc}. -Se puede medir exactamente V_{oc}. -Tensión máxima muy cerca de V_{oc} que puede llegar hasta 300V ($1,1 \cdot V_{oc}$). -Corriente máxima muy cerca de I_{sc} que puede llegar hasta 30A ($1,1 \cdot I_{sc}$). 	<ul style="list-style-type: none"> -El circuito aunque es sencillo se complica al añadir el control por histéresis. -Necesario un condensador C_f de mucha capacidad para cumplir especificaciones de rizado en el módulo TEG. (El control mediante histéresis introduce un rizado a baja frecuencia que exige LC grande) -Modo de funcionamiento MCD. (Aumentar L para trabajar en MCC) 	Descartada
4bis	<ul style="list-style-type: none"> -Se puede medir exactamente I_{sc}. -Se puede medir exactamente V_{oc}. -Corriente máxima de I_{sc} (28A). -Tensión máxima de V_{oc} (280V). -Tamaño de componentes pasivos C_f, L_f y C_{out} aceptable para cumplir especificaciones de rizado en el módulo TEG. -Modo de funcionamiento que predomina es MCC aunque también se entra en MCD. (Depende de la configuración del módulo TEG) -Seguimiento MPPT muy suave. 	<ul style="list-style-type: none"> -El circuito es más complejo y caro ya que se utilizan dos interruptores PWM y dos drivers. -Lazo de control de corriente aunque es sencillo, es más complejo que los anteriores ya que ahora hay que controlar dos interruptores PWM de forma independiente. 	Muy posible

5	<ul style="list-style-type: none"> -El circuito es sencillo, similar al Boost pero con una ligera modificación en su configuración (Rcarga). -Lazo de control de corriente sencillo. -Se puede medir exactamente I_{sc}. -Se puede medir exactamente V_{oc}. -Tensión máxima muy cerca de V_{oc} que puede llegar hasta 300V ($1,1 \cdot V_{oc}$). -Corriente máxima de I_{sc} (28A). -Tamaño de componentes pasivos C_f, L_f y C_{out} aceptable para cumplir especificaciones de rizado en el módulo TEG. 	<ul style="list-style-type: none"> -Modo de funcionamiento que predomina MCD aunque también funciona en MCC. (Depende de la configuración del módulo TEG) -Seguimiento MPPT más brusco. 	Posible
---	--	---	---------

Tabla 2.3: Puntos fuertes y puntos débiles de las diferentes topologías estudiadas

Conclusión y elección final

Finalmente tras valorar los resultados obtenidos para los diferentes criterios de análisis la topología que mejor se ajusta a la etapa de potencia para el equipo de ensayo de generadores termoelectrónicos es la topología4bis para una resistencia de carga $R_o = 0,75 \cdot R_{teg}$.

La primera topología analizada (topología1 y topología1bis) quede descartada principalmente debido a los niveles de corriente que puede alcanzarse a la salida de la etapa de potencia. La topología2 también queda descartada debido a los niveles de tensión que puede llegar a alcanzarse a la salida del convertidor. En la topología3 aunque se han conseguido unos componentes pasivos aceptables para un bajo rizado de tensión y corriente en el módulo termoelectrónico, la tensión que puede alcanzarse a la salida del convertidor es algo elevada. La topología4 también es descartada ya que el control de histéresis introduce un rizado a baja frecuencia que exige unos componentes pasivos muy grandes para conseguir un rizado de tensión y corriente en el módulo termoelectrónico. A pesar de que en la topología5 se consiguen unos niveles de tensión y corriente adecuados y unos componentes pasivos similares a los de la topología seleccionada para un mismo rizado de corriente y tensión en el módulo termoelectrónico, para el seguimiento del punto de máxima potencia presenta una derivada de potencia mayor para un mismo salto de R_{eq} entorno al punto de máxima potencia que en el caso de la topología4bis.

2.2-Descripción y análisis del funcionamiento del convertidor

Una vez seleccionada la topología para la etapa de potencia, se realiza un análisis del funcionamiento y de las diferentes formas de onda que se producen en los componentes del convertidor.

Dado que se tienen dos interruptores de potencia (comienza conmutando Q2 y termina conmutando Q1, pero nunca se produce la conmutación de Q1 y Q2 de forma simultánea), se analiza el convertidor en ambos casos.

Se debe tener en cuenta que el ciclo de trabajo de ambos interruptores se va a mover de 0 a 1 para conseguir llevar el módulo termoelectrico desde el circuito abierto hasta el cortocircuito y además la fuente de tensión de entrada V_i será la tensión del módulo V_{teg} ya que el módulo termoelectrico esta modelado por una fuente de tensión continua en serie por una resistencia R_{teg} , por tanto:

$$V_i = V_{teg} = V_{oc} - (R_{teg} \cdot I_l)$$

La corriente de entrada I_{Rteg} es la corriente que circulara por la bobina L_l y la corriente de salida I_o será el valor medio de la corriente que circula por el diodo I_d .

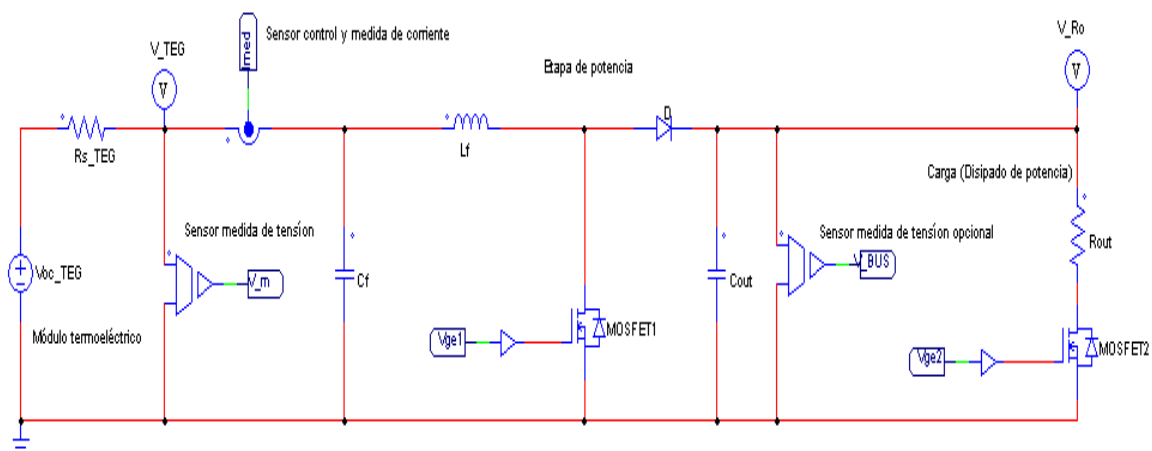


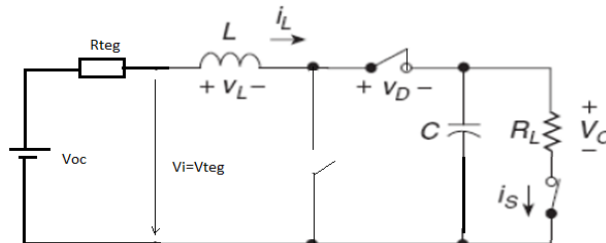
Figura 2.12: Esquema general del convertidor DC/DC

Se analiza el convertidor a partir de la conmutación de los interruptores teniendo en cuenta las siguientes suposiciones:

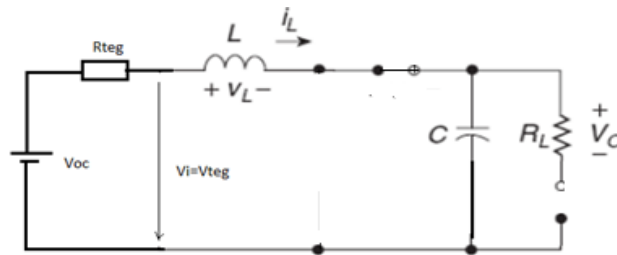
- El análisis se realiza en estado estacionario, luego no se tienen en cuenta los posibles transitorios.
- Se consideran todos los componentes ideales por lo que no existen pérdidas de potencia en el convertidor.

CASO 1: Conmutando el interruptor2

En este caso el interruptor1 permanece siempre abierto, por tanto el diodo cierra y solo está conmutando el interruptor2, en consecuencia el diodo esta polarizado en directa y conduce. El análisis del convertidor se realiza en función de la apertura y cierre de este interruptor durante el ciclo de conmutación:



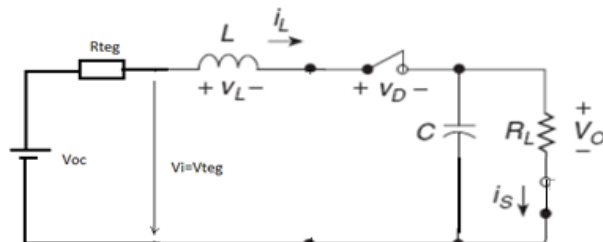
A) Cuando el interruptor2 está inicialmente abierto durante un tiempo toff $(1-D_2)T$, la corriente y tensión en la carga R_o se anula y el interruptor debe soportar la tensión V_{teg} . En este caso toda la corriente circula a través del condensador, ya que el diodo esta polarizado en directa, produciendo la carga del condensador a la tensión $V_c = V_{teg}$.



$$i_{Ro} = I_l - I_c \rightarrow i_{Ro} = 0 \rightarrow I_l = I_{teg} = I_c$$

B) Cuando el interruptor2 está cerrado durante un tiempo ton $(D_2)T$, como está en serie con la carga y el diodo está conduciendo, toda la corriente de entrada I_{teg} , que es la misma que atraviesa la bobina I_l , circula por la carga R_o , a su vez el condensador se descarga a través de la resistencia de carga R_o , luego se cumple que:

$$I_o = I_l - (-i_c) = I_l + i_c$$

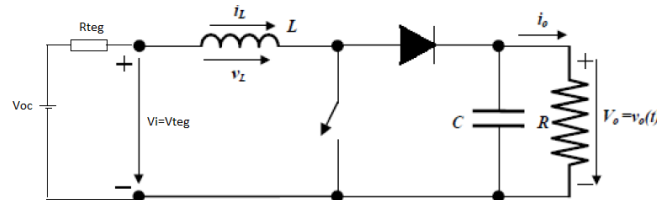


Por otra parte la tensión de salida V_o es la tensión de entrada V_i que a su vez es:

$$V_o = V_i = V_{teg} = V_{oc} - (R_{teg} \cdot I_l)$$

CASO 2-Conmutando el interruptor1

En este caso el interruptor2 permanece siempre cerrado y solo está conmutando el interruptor1, por consiguiente el diodo también abre y cierra. En este caso la topología del convertidor es la de un elevador o “BOOST” por lo que se establecerá una tensión de salida V_o superior a la tensión de entrada V_i , y podrá funcionar tanto en modo continuo como en modo discontinuo.

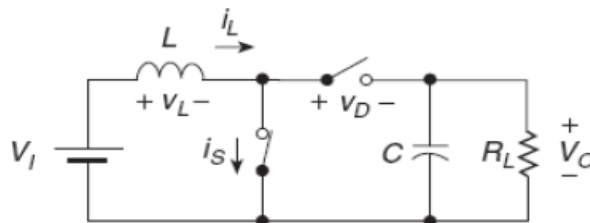


Seguidamente se analiza el convertidor en cada modo de operación:

Modo de operación continua (MCC)

Se analiza el convertidor a partir del encendido y apagado del interruptor:

A) Cuando el interruptor1 está cerrado durante un tiempo t_{on} (D1T) se impone la tensión de entrada V_i sobre el inductor y el diodo queda polarizado en inversa con la tensión V_o de salida.



Durante este periodo de tiempo la corriente de carga lo es suministrada por el condensador de salida C_o luego $I_c = -V_o/R_o$. Suponiendo que la corriente inicial en la bobina $I_l(0) = I_{Lmin}$ se puede determinar la corriente en la bobina durante este periodo de tiempo como:

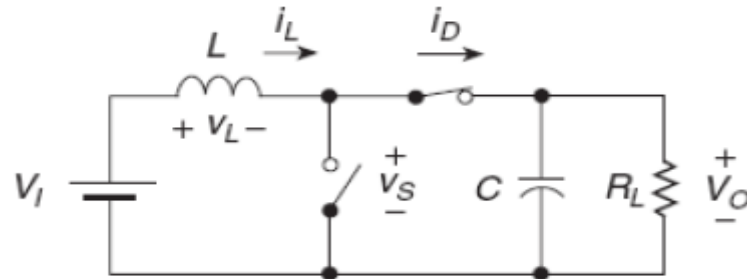
$$V_L(t) = L \cdot \frac{di}{dt} = V_i, \quad i_L(0) = I_{Lmin}$$

$$i_L(t) = I_{Lmin} + \frac{1}{L} \int_0^t V_i \cdot dt = \frac{V_i}{L} \cdot t + I_{Lmin} \quad (0 < t < t_{on})$$

Por lo tanto la corriente crece linealmente y al finalizar el periodo de tiempo t_{on} (D1T) la corriente se incrementa en un valor igual a:

$$\Delta i_L(+) = \frac{V_i}{L} \cdot D_1 \cdot T = \frac{V_i \cdot D_1}{L \cdot f_c}$$

B) Cuando el interruptor1 abre, en el instante inicial, la bobina induce una tensión para sostener el valor de corriente del instante previo a la apertura. En consecuencia el diodo se pone en directa enclavando la tensión del inductor al valor dado por la diferencia entre V_o y V_i .



Durante este intervalo de tiempo $\text{toff} = (1-D_1)T$ el inductor descarga su energía a través del diodo hacia la carga, siendo la corriente en el condensador $i_{Co} = i_L - i_{Ro}$, por lo que se puede determinar la corriente en la bobina como:

$$i_L(t) = i_{Lmax} - \frac{1}{L} \int_{DT}^T V_L \cdot dt$$

$$i_L(t) = i_{Rteg} = i_D = i_{Lmax} - \frac{V_o - V_i}{L} \cdot t \quad (t_{on} < t < T)$$

Por lo tanto en este intervalo de tiempo $(1-D_1)T$ el decremento de corriente será:

$$\Delta i_L(-) = \frac{V_o - V_i}{L} \cdot (1 - D_1) \cdot T = \frac{(V_o - V_i) \cdot (1 - D_1)}{L \cdot f_c}$$

En este caso se puede determinar la corriente media en la bobina como:

$$I_L = \frac{\Delta i_L}{2} \begin{cases} i_{Lmax} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} \\ i_{Lmin} = I_L - \frac{\Delta i_L}{2} \end{cases}$$

Como en estado estacionario el incremento de corriente en la bobina durante el t_{on} debe ser igual al decremento de corriente durante el t_{off} , al igualar ambas expresiones se puede obtener la relación de conservación entre las tensiones de entrada y salida.

$$\Delta i_L(+) = \Delta i_L(-) \rightarrow \frac{V_i}{L} \cdot D_1 \cdot T = \frac{V_o - V_i}{L} \cdot (1 - D_1) \cdot T \rightarrow \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 - D_1}$$

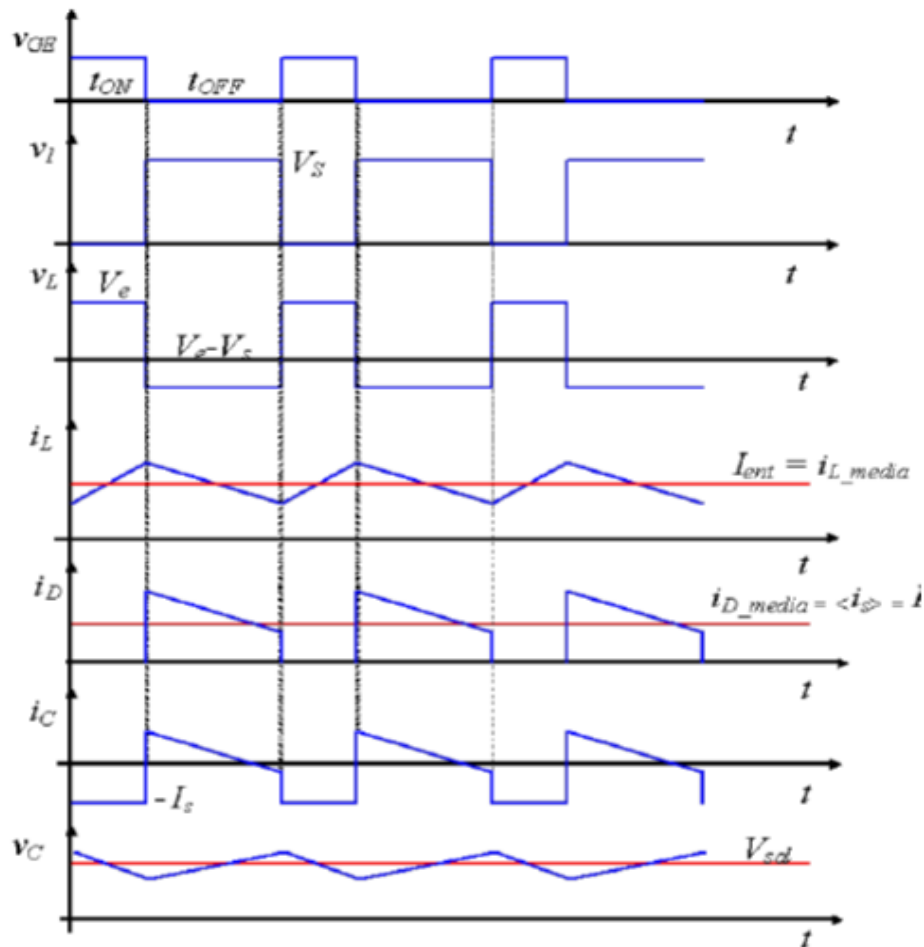


Figura 2.13: Formas de onda de tensión y corriente en los elementos del convertidor (MCC) [3]

Si se iguala la potencia de entrada y la potencia de salida, se obtiene la relación de conversión de corriente que resulta inversa a la de tensión, por lo tanto a medida que la tensión de salida crece también lo hace la corriente de entrada para la misma potencia:

$$P_o = P_i \rightarrow \frac{I_o}{I_i} = (1 - D)$$

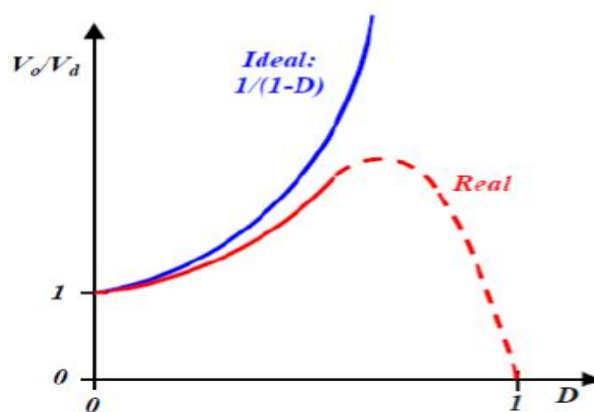


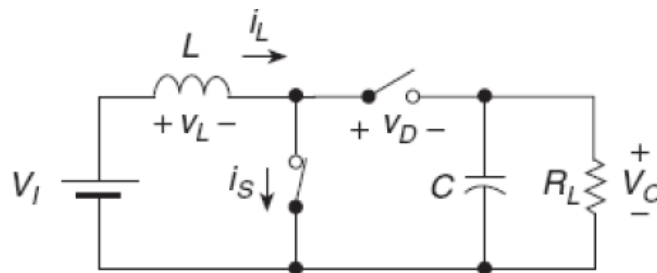
Figura 2.14: Relación V_o/V_i en función del ciclo de trabajo D [3]

Como el ciclo de trabajo es $0 \leq D1 \leq 1$, la relación de conversión V_o/V_i es siempre mayor que 1, es decir, que hay más tensión a la salida que en la entrada. Cuando $D1=0$ la tensión de salida será igual a la tensión de entrada. Mientras que cuando el ciclo de trabajo tiende a la unidad la tensión de salida tiende a infinito, pero hay que destacar que en la práctica la caída de tensión en la inductancia y en el interruptor es significativa en este caso debido a las resistencias serie asociadas por lo que la relación de conversión decae cuando $D1$ tiende a la unidad.

Modo de operación discontinuo (MCD)

Una vez analizado el convertidor en modo de corriente continua, se analiza el mismo circuito pero cuando la corriente entra en modo discontinuo, es decir, la corriente por el inductor se anula en algún instante de tiempo. Para realizar el análisis en modo discontinuo se distinguen tres periodos de tiempo en durante el ciclo de conmutación del interruptor:

A) Cuando el interruptor1 cierra durante un periodo de tiempo $0 \leq t \leq D1T$, el diodo esta polarizado en inversa por lo que no conduce, soportando la tensión de salida V_o .



En este caso la corriente inicial en el inductor en estado estacionario es nula y la tensión en el inductor es:

$$V_L = V_i = L \cdot \frac{di}{dt}, \quad i_L(0) = 0$$

Durante este periodo de tiempo la corriente en el inductor crece de manera lineal desde 0 hasta un valor máximo que depende del ciclo de conmutación:

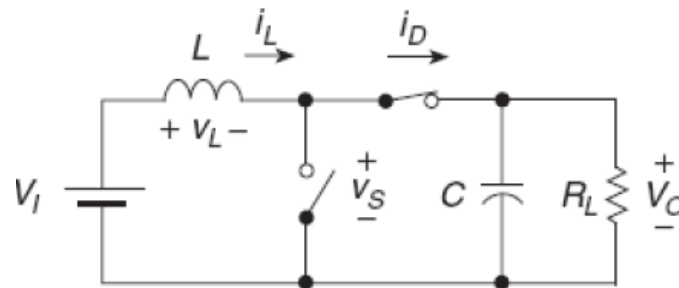
$$i_L(t) = i_{Rteg} = i_{s1} = \frac{1}{L} \int_0^t V_L \cdot dt = \frac{V_i}{L} \cdot t, \text{ donde } t = D1T$$

La variación de corriente en la inductancia es igual al valor pico de la corriente en la misma ya que inicialmente era nula por lo que:

$$i_{Lmax} = \Delta i_L = i_L(D1T) = \frac{V_i \cdot D1 \cdot T}{L} = \frac{V_i \cdot D1}{L \cdot f_c}$$

Por otra parte la corriente de carga I_o es suministrada por el condensador de salida C_o luego $I_c = -V_o/R_o$.

B) Cuando el interruptor1 abre y el diodo se polariza en directa durante el periodo de tiempo $D1T \leq t \leq (D1 + \Delta t)T$.



La corriente en el inductor comienza a decrecer linealmente hasta que llegue a un valor de 0, lo cual ocurre en el periodo de tiempo $t = (D1 + \Delta t)T$ y la tensión en el inductor es:

$$V_L = V_i - V_o = L \cdot \frac{di}{dt}$$

Durante este periodo de tiempo la corriente en el inductor será:

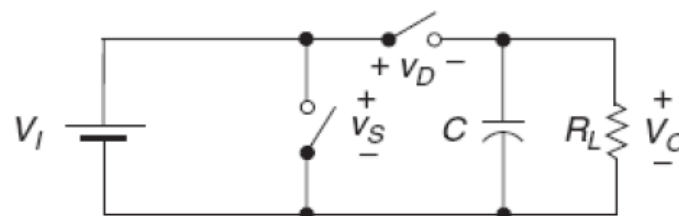
$$i_L(t) = i_D = \frac{1}{L} \int_{D1T}^t V_L \cdot dt = \frac{(V_i - V_o) \cdot (t - D1T)}{L}, \text{ donde } t = (D1 + \Delta t)T$$

La variación de corriente en la inductancia teniendo en cuenta que $V_o > V_i$ es:

$$i_{Lmax} = \Delta i_L = i_L((D1 + \Delta t)T) = \frac{(V_o - V_i) \cdot \Delta t}{L \cdot f_c}$$

Por otro lado el interruptor1 está sometido a la tensión de salida, mientras que la corriente en el condensador C_o es $i_{Co} = i_L - i_{Ro}$.

C) Cuando tanto el interruptor1 como el diodo no conducen durante el periodo de tiempo $(D1 + \Delta t)T \leq t \leq T$.



Durante este periodo de tiempo el interruptor1 se encontraba apagado y como la corriente por la bobina se anula, el diodo polariza en inversa y deja de conducir, por lo que como la tensión en el interruptor es la tensión de entrada V_i , la tensión en el diodo en este caso es $V_i - V_o$. En este caso tanto la corriente en la bobina como en el diodo y el interruptor1 son nulas y la corriente de carga $i_o = -i_{Co}$ es suministrada por el condensador C_o .

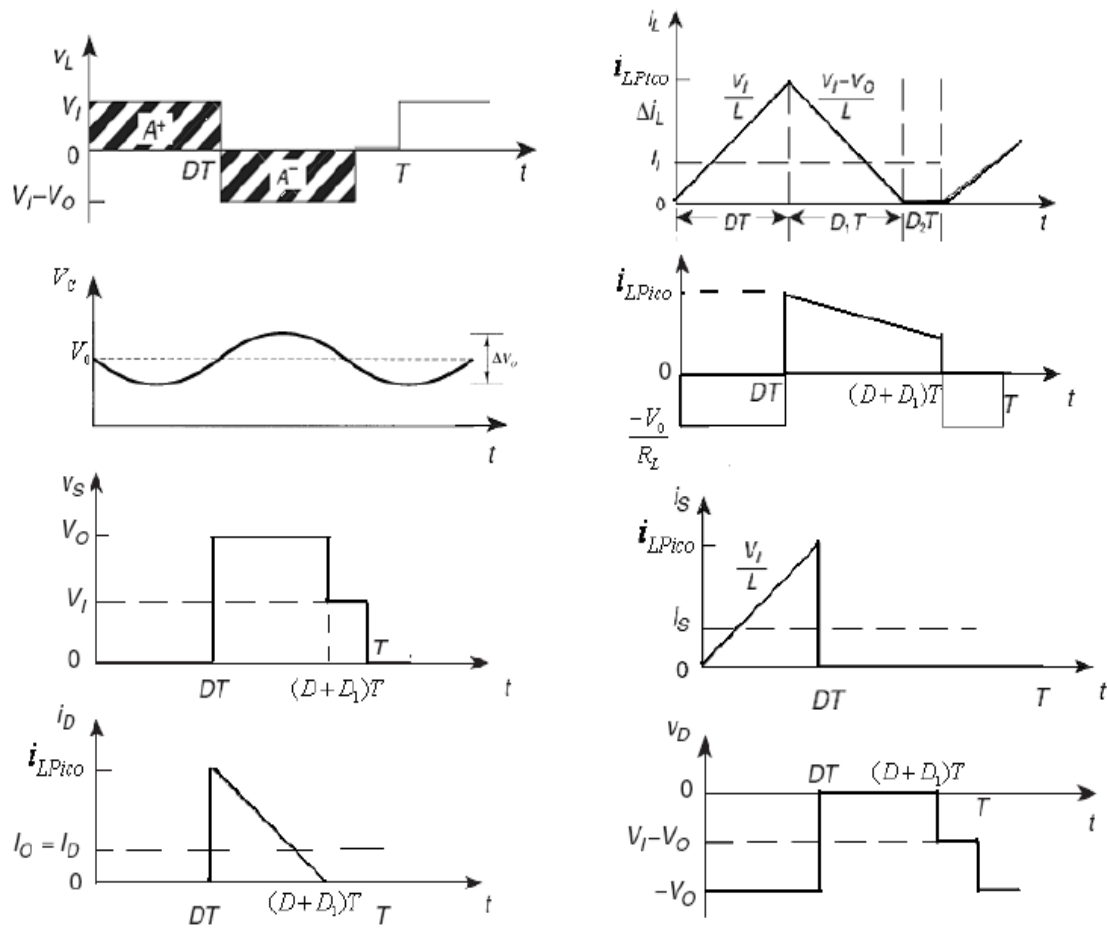


Figura 2.15: Formas de onda de tensión y corriente en los elementos del convertidor (MCD) [3]

Teniendo en cuenta estos tres periodos de tiempo a lo largo del ciclo de conmutación se puede calcular la relación de conservación entre las tensiones de entrada y salida del convertidor a partir de la tensión media en el inductor como:

$$V_L = V_i \cdot DT + V_i \cdot \Delta t T = 0$$

$$0 = V_i \cdot DT + (V_i - V_o) \cdot \Delta t T \rightarrow \frac{V_o}{V_i} = \frac{D + \Delta t}{\Delta t} = 1 + \frac{D}{\Delta t}$$

Como la corriente máxima en el inductor se puede determinar a partir del ciclo de trabajo como $(V_i \cdot D \cdot T)/L$ y de acuerdo a que el valor medio de corriente en el diodo es igual al valor medio de corriente en la carga puesto que $I_c = I_d - I_o = 0$, se puede determinar el periodo de tiempo Δt como:

$$I_d = I_o = \frac{V_o}{R_o} = \frac{(V_i \cdot D \cdot T) \cdot \Delta t}{2 \cdot L} \rightarrow \Delta t = \frac{V_o}{V_i} \cdot \frac{2 \cdot L}{R_o \cdot D \cdot T}$$

Límite entre e MCC y el MCD

En la siguiente imagen se puede ver como varia la tensión y la corriente en el inductor cuando el valor medio de corriente decrece manteniendo constante el ciclo de trabajo. La condición 1 corresponde al MCC el cual se mantiene hasta que la corriente media en la bobina alcanza la condición 2 donde la forma de onda de tensión no cambia y la de corriente solo reduce su valor medio. En el caso que la corriente media del inductor continúe disminuyendo, el convertidor entra en MCD como se puede observar en la condición 3. Cuando la corriente media en el inductor está por debajo del valor crítico, el área encerrada bajo la corriente debe ser menor y considerando que V_i y $D1$ son fijos, solo es posible reducir el área si la pendiente de decrecimiento de I_L aumenta. Por tanto, para que esto ocurra es necesario que la tensión V_o aumente respecto del MCC.

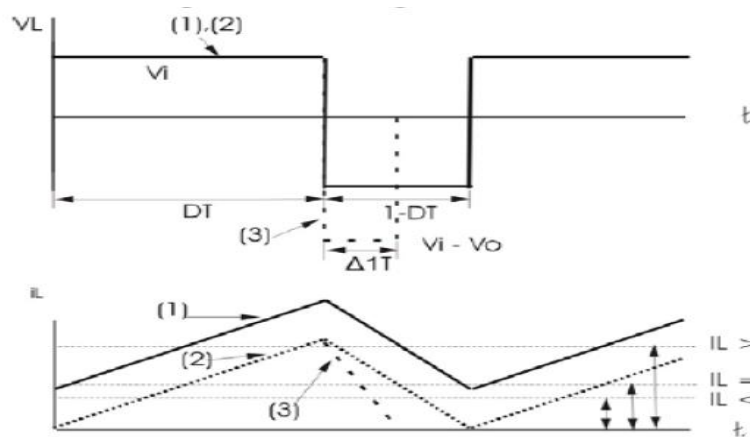


Figura 2.16: Variación de la tensión y corriente en el inductor en MCC y MCD. [3]

En la condición 2 que corresponde al límite entre el MCC y el MCD se cumple que la corriente crítica en el inductor expresada en función de V_i y $D1$ es:

$$i_{Lcrit} = \frac{1}{2} \cdot \Delta i_L = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_i}{L} \cdot T \cdot D1 \text{ donde } T = \frac{1}{f_c}$$

Este valor de corriente determina el valor mínimo antes de que el convertidor opere en MCD. Considerando que V_i , T y L son constantes de diseño, dicha corriente es lineal y depende del ciclo de trabajo $D1$, por lo que el valor de corriente crítica máxima sobre el inductor se da cuando $D1=1$ y es:

$$i_{Lcm\acute{a}x} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_i}{L} \cdot T$$

También es posible determinar la corriente de carga crítica i_{ocrit} que determina el límite entre el MCC y el MCD ya que como la corriente en la bobina y la corriente de entrada es la misma se mantiene la relación $i_o/i_i=(1-D1)$ por lo que:

$$i_{ocrit} = i_{Lcrit} \cdot (1 - D1) \rightarrow i_{ocrit} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_i \cdot T}{L} \cdot D1(1 - D1)$$

En este caso el límite entre el MCC y el MCD establecido a partir de la corriente en la carga lo presenta un valor máximo para $D1=0.5$, por lo que su valor máximo será:

$$i_{ocm\acute{a}x} = \frac{1}{8} \cdot \frac{V_i}{L} \cdot T$$

En caso de que la tensión de salida V_o sea un valor constante la corriente crítica en el inductor puede expresarse como:

$$i_{Lcrit} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_o}{L} \cdot T \cdot D1(1 - D1) \rightarrow D1_{crit} = 0,5 \rightarrow i_{Lcm\acute{a}x} = \frac{1}{8} \cdot \frac{V_o}{L} \cdot T$$

Por consiguiente el valor de la corriente por la carga crítico será:

$$i_{ocrit} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_o \cdot T}{L} \cdot D1 \cdot (1 - D1)^2 \rightarrow D_{crit} = 1/3 \rightarrow i_{ocm\acute{a}x} = \frac{2}{27} \cdot \frac{V_o}{L} \cdot T$$

El valor máximo de corriente crítica en el inductor y el máximo de la corriente crítica en la carga se da para distintos valores de D .

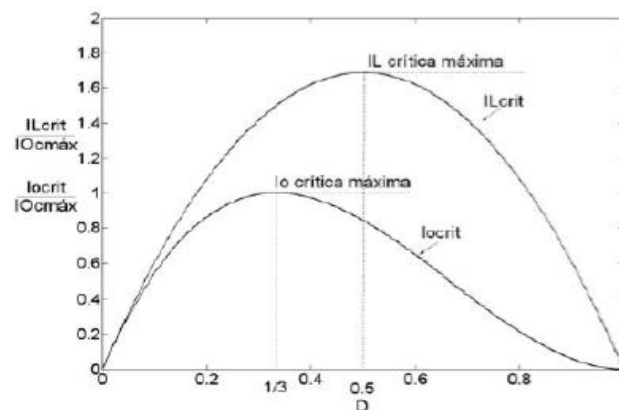


Figura 2.17: Corriente i_o crítica en función de $D1$ para V_o constante [3]

Mientras el convertidor entregue una corriente de carga lo mayor a i_{ocmax} , siempre estará operando en MCC para cualquier valor de $D1$. Sin embargo cuando la corriente i_o es inferior a i_{ocmax} , dependiendo del valor de $D1$, el convertidor puede trabajar en MCC o en MCD.

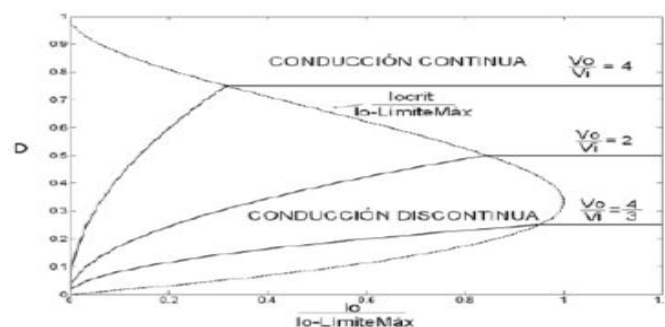


Figura 2.18: MCC y MCD para diferentes valores de $D1$ [3]

Finalmente para obtener el valor de inductancia que supondrá el límite entre el MCC y el MCD se realiza el cálculo del valor medio de la corriente en el inductor, para lo cual se supone que la potencia entregada a la carga es igual a la potencia suministrada por la fuente de entrada $P_i = P_o$ en el caso ideal.

$$P_o = \frac{V^2}{R_o} \text{ y } P_i = V_i \cdot I_i = V_i \cdot i_L$$

$$\frac{V^2}{R_o} = V_i \cdot i_L \rightarrow i_L = \frac{\left(\frac{V_i}{1-D1}\right)^2}{R_o \cdot V_i} = \frac{V_i}{R_o \cdot (1-D1)^2}$$

Si se opera en el límite entre el MCC y el MCD la corriente en el inductor debe ser 0 en el instante de tiempo T, luego el valor de L que determina dicho límite es:

$$i_{Lmin} = i_L - \frac{\Delta i_L}{2} = 0$$

$$\frac{V_i}{R_o \cdot (1-D1)^2} = \frac{V_i \cdot D1}{2 \cdot L \cdot f_c} \rightarrow L_{crit} = \frac{R_o \cdot D1 \cdot (1-D1)^2}{2 \cdot f_c}$$

Como R_o y f_c son valores constantes de diseño, el valor del inductor crítico depende del ciclo de trabajo $D1$ que presentara un máximo en $D1=1/3$ por lo que la inductancia crítica máxima que limita el paso de MCC a MCD es:

$$L_{cmáx} = \frac{2}{27} \cdot \frac{R_o}{f_c}$$

2.3-Diseño del convertidor de potencia

A partir de los datos de partida y especificaciones establecidas se realiza el diseño y selección de los principales componentes que formaran parte de la estructura del convertidor de potencia, elementos pasivos y semiconductores, se calculan las pérdidas máximas para la elección del radiador y se realiza una estimación del rendimiento.

2.3.1-Datos de partida y especificaciones

Para dimensionar y seleccionar los componentes que mejor se ajusten al correcto funcionamiento de la etapa de potencia es necesario tener en cuenta los siguientes parámetros (para la selección de componentes se ha utilizado además de expresiones matemáticas, la simulación en PSIM):

- **Potencia nominal del convertidor:** De acuerdo a la topología del módulo termoelectrico que se va a conectar por asociación de células termoelectricas y teniendo en cuenta el gradiente de temperatura a la que va a ser sometido (80-100°C), la potencia nominal será de 200 W.
- **Rendimiento:** El objetivo principal de este convertidor es disipar toda la potencia generada por el modulo termoelectrico en la resistencia de carga, extrayendo en todo momento la máxima potencia por lo que el rendimiento debe ser entorno al 75-90% en el punto de máxima potencia (Rendimiento más bajo de lo habitual ya que solo se requiere disipar potencia y no transferirla a otro sistema como por ejemplo unas baterías), en todo caso se deben dimensionar los componentes para minimizar las pérdidas por efecto Joule, pérdidas en los interruptores PWM, calentamiento de la Inductancia y condensadores.
- **Rizado de corriente en la bobina:** En este caso no es un parámetro crítico debido a que no se requiere una corriente de salida con poco rizado ya que solo se quiere disipar la potencia generada en una resistencia, no obstante se seleccionara un valor de inductancia para que el rizado en la bobina no sea elevado en compromiso con el tamaño de la misma (imponemos un valor de corriente pico del 30% de la corriente máxima I_{sc} en MCD y un valor de rizado del 10 % en MCC) ya que el convertidor podrá funcionar tanto en modo continuo como en modo discontinuo, y los picos de corriente que puedan producirse en el MCD podrían calentar en exceso la inductancia y demás componentes elevando las pérdidas.

- **Rizado de tensión de salida:** En este caso, al igual que el rizado de corriente de salida, no es un parámetro crítico debido a que no se requiere una tensión de salida con poco rizado ya que solo se quiere disipar la potencia generada en una resistencia (por ejemplo en una aplicación en la que se requiere almacenar energía en una batería sería necesario un nivel de tensión constante con un rizado mínimo), no obstante se acota este valor de rizado de tensión a un 15% de la tensión media de salida V_{Ro} .
- **Rizado de corriente en el módulo TEG:** Para obtener una buena medida de la corriente en el módulo termoelectrico se establece que el rizado de corriente a la entrada del convertidor debe ser inferior al 2-3%.
- **Rizado de tensión en el módulo TEG:** Para obtener una buena medida de la tensión en el módulo termoelectrico se establece que el rizado de tensión a la entrada del convertidor debe ser inferior al 2-3%.
- **Frecuencia de conmutación:** En electrónica de potencia la frecuencia de conmutación óptima no es única y suele estar entre los 10 y 100 kHz. Para frecuencias altas los componentes son menores pero las pérdidas de potencia en los semiconductores aumenta. Si la frecuencia de conmutación es baja, los valores de L y C aumentan pero el interruptor PWM es más eficiente. Por ello se ha seleccionado una frecuencia de conmutación de 20-22 kHz, llegando a un compromiso entre el tamaño de los componentes y las pérdidas que afectan al rendimiento del convertidor (se analizara calculando las perdidas una vez se seleccionen los componentes). Además la frecuencia de conmutación puede afectar en el ruido que produce el convertidor, como la frecuencia seleccionada está por encima de la frecuencia audible por el ser humano, no habrá problemas de ruido.

2.3.2-Dimensionado de componentes pasivos

Para dimensionar los componentes pasivos L_f , C_f y C_{out} hay que tener en cuenta que el convertidor puede estar funcionando tanto en MCC como en MCD en función del valor de inductancia que se seleccione y la configuración de módulo TEG y se deben respetar las condiciones impuestas de rizado de corriente y de tensión en el peor de los casos. Debido a la configuración de la etapa de potencia y el modo de funcionamiento, los valores críticos de diseño se dan cuando está conmutando el interruptor1 (Topología Boost).

Se realiza el cálculo de los componentes pasivos tomándolos de forma ideal, pero en la realidad tanto la inductancia como los condensadores presentan una resistencia serie asociada que limitara la absorción del rizado, por lo que se debe tener en cuenta a la hora de dimensionar y seleccionar los componentes.

Para dimensionar la bobina se fija el valor de inductancia necesario para cumplir con las especificaciones de rizado de corriente en la bobina (valor de corriente pico del 30% de la corriente máxima I_{sc} en MCD y un valor de rizado del 10 % en MCC). y a partir de dicho valor de L , se calculará el valor del condensador de entrada que permite cumplir con la especificación de rizado de corriente y tensión en el módulo TEG inferior al 2-3%. Finalmente se calcula el valor del condensador de salida para cumplir con la especificación de rizado de tensión de salida inferior al 15%.

Cálculo del inductor por rizado de corriente

En primer lugar se realiza el cálculo del valor crítico de la inductancia que impone el límite entre el modo de operación continua y el modo de operación discontinuo:

$$L_{crit} = \frac{R_o \cdot D \cdot (1 - D)^2}{2 \cdot f_c}$$

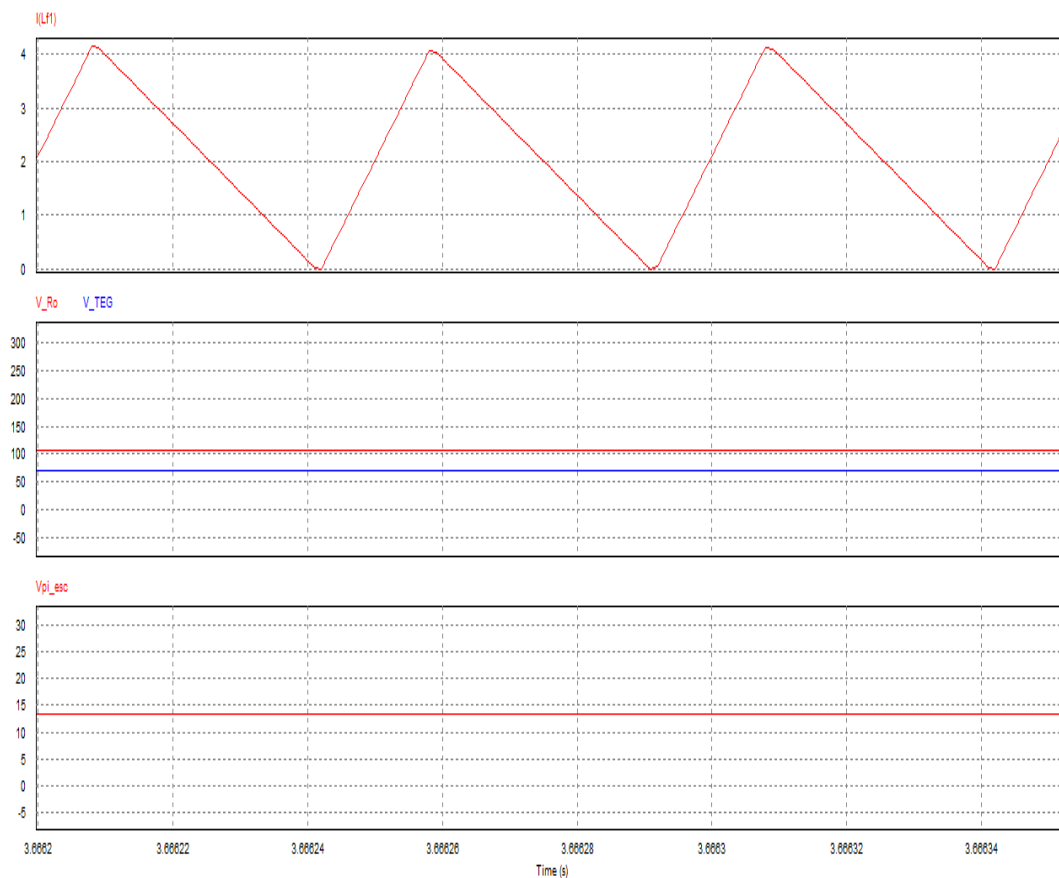
Como R_o y f_c son constantes de diseño, el valor de $L_{critico}$ depende del ciclo de trabajo por lo que en el peor de los casos la R_o será cuando se conectan la configuración de módulo TEG tipo A, con un valor de R_o de 75Ω , para el ciclo de trabajo que hace máxima la $L_{critica}$ ($D=1/3$) por lo que el valor de la inductancia límite entre el MCC y el MCD es:

$$L_{cmáx} = \frac{2}{27} \cdot \frac{75 \Omega}{20 \text{ kHz}} = 0,28 \text{ mH}$$

Por otra parte para dicho valor del inductor se calcula el rizado de corriente que se produce en la bobina para el ciclo de trabajo crítico ($D=1/3$) como:

$$\Delta i_l = \frac{V_{teg} \cdot D1}{L \cdot f_c} \quad o \quad \Delta i_l = \frac{V_{Ro} \cdot D1 \cdot (1 - D1)}{L \cdot f_c}$$

Como tanto la tensión de entrada V_{teg} como la tensión de salida V_{Ro} no son constantes, el rizado de corriente en la bobina para $D1=1/3$ se verifica a partir de la simulación en PSIM:



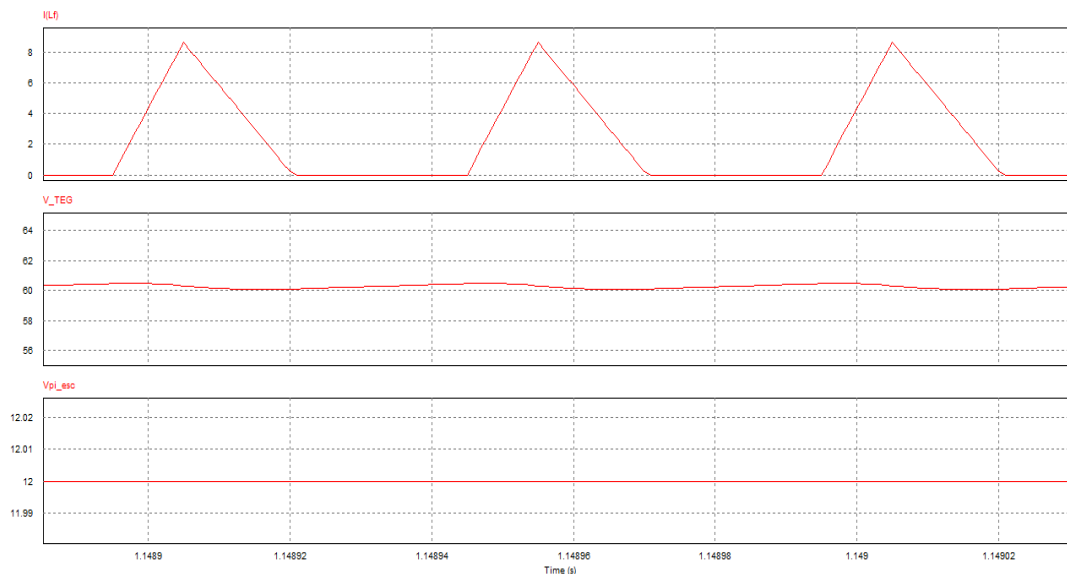
Gráfica 2.26: Formas de onda ILf , V_{Ro} , V_{teg} para un ciclo de trabajo $D1=0,33$ (Configuración A)

A partir del valor de tensión V_{teg} se verifica que el valor pico de corriente máxima en la bobina para la configuración de módulo Tipo A en el límite MCC-MCD es:

$$\Delta i_L = \frac{V_{teg} \cdot D1}{L \cdot f_c} = \frac{71,12 \text{ V} \cdot 0,33}{0,28 \text{ mH} \cdot 20 \text{ kHz}} = 4,2 \text{ A}$$

Para este valor de inductancia L y teniendo en cuenta que la corriente permanente máxima que debe soportar en el peor de los casos es la corriente de cortocircuito máxima I_{sc} (28 A) que se da cuando se conectan la configuración de módulo TEG tipo B, el tamaño de la bobina es considerable, por lo que se busca un valor de inductancia menor, aunque el convertidor entre en MCD, pero respetando el valor de corriente pico impuesto del 30% de $I_{sc\text{máx}}$ (8-9 A) en el MCD y un 10% en MCC.

Para cumplir con la especificación de corriente pico en la bobina en MCD el valor de la inductancia debe ser de unos 70 uH. Dicho valor se verifica con la simulación en PSIM:

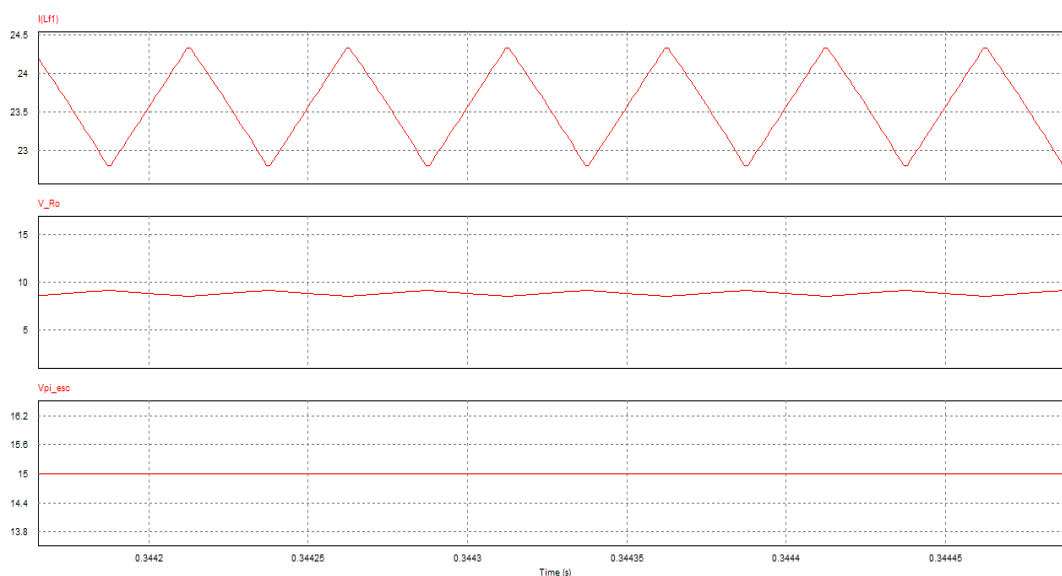


Gráfica 2.27: Formas de onda ILf , V_{teg} para un ciclo de trabajo crítico $D1 \approx 0,2$ (Configuración A)

$$\Delta i_{l\max} = \frac{V_{teg} \cdot D1}{L \cdot f_c} = \frac{60,2 \text{ V} \cdot 0,2}{70 \text{ uH} \cdot 20 \text{ kHz}} = 8,6 \text{ A} \rightarrow R(\%) = 30 \%$$

Finalmente para dicho valor de L se comprueba el rizado de corriente en la bobina en MCC para el caso de la configuración del módulo TEG tipo B para un ciclo de trabajo crítico $D1=0,5$:

$$\Delta i_l = \frac{V_{Ro} \cdot D1(1 - D1)}{L \cdot f_c} \rightarrow D1 = 0,5 \rightarrow \Delta i_l = \frac{V_{Ro}}{4L \cdot f_c} = \frac{8,55 \text{ V}}{4 \cdot 70 \text{ uH} \cdot 20 \text{ kHz}} = 1,53 \text{ A}$$



Gráfica 2.28: Formas de onda ILf , V_{Ro} para un ciclo de trabajo crítico $D1=0,5$ (Configuración B)

$$R(\%) = \frac{\Delta i_L}{I_L} \cdot 100 = \frac{24,33 - 22,8}{23,55} \cdot 100 = \frac{1,53 \text{ A}}{23,55 \text{ A}} \cdot 100 = 6,5\% < 10\%$$

Por lo tanto con un valor de inductancia $L=70\mu\text{H}$ se consigue un valor de corriente pico máximo en MCD (Configuración módulo Tipo A) de 8,6 A (30% de $I_{sc\text{máx}}$) y un valor de rizado de corriente en MCC (Configuración módulo Tipo B) de 1,53 A que supone el 6,5% cumpliendo así con las especificaciones establecidas. A continuación, cuando se seleccionen los condensadores de entrada y salida se estudia el valor de rizado de corriente y tensión en el módulo termoelectrico y el rizado de tensión a la salida del convertidor.

Cálculo del condensador de entrada C_f por atenuación del filtro LC y por rizado

El convertidor presenta un filtro LC pasa bajo tanto a la salida como a la entrada. Es imposible construir un filtro perfecto que permita pasar la componente DC y que elimine completamente las componentes del rizado a causa de la conmutación de los interruptores y sus armónicos, pero la selección de los componentes L_f y C_f adecuados permitirán reducir dicho rizado hasta los niveles que hacen cumplir las especificaciones.

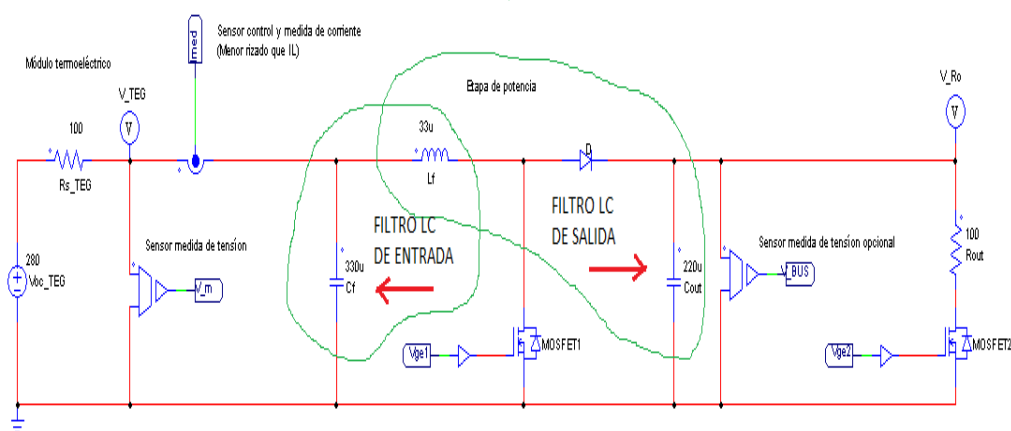


Figura 2.19: Filtro LC que se forma tanto a la entrada como a la salida del convertidor

La función de transferencia del filtro LC pasa bajo es:

$$\begin{array}{c}
 \begin{array}{c}
 L \\
 \text{---} \\
 + \quad \quad \quad + \\
 | \quad \quad \quad | \\
 C \\
 | \quad \quad \quad | \\
 - \quad \quad \quad -
 \end{array}
 \end{array}
 \quad
 \begin{array}{c}
 V_{in} \\
 \\
 V_{out}
 \end{array}
 \quad
 V_{out} = \frac{1}{j\omega C} \cdot \frac{1}{j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{1 - \omega^2 LC}
 \quad
 \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1 + s^2 LC}$$

La frecuencia de corte del filtro es:

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad f_{corte_{filtro LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

- Si $\omega \ll \omega_c$, el término $\omega^2 LC$ es despreciable y la ganancia es aproximadamente la unidad, en cuanto al desfase entre la entrada y la salida es prácticamente 0° .
- Si $\omega \gg \omega_c$, el término $\omega^2 LC$ es dominante y la ganancia será:

$$G = \frac{1}{\omega^2 LC} \text{ con un desfase cercano a los } 180^\circ$$

- Para ω en el rango de ω_c se produce el efecto de resonancia y la ganancia tiende a “infinito”.

En este caso se quiere atenuar la señal de tensión y corriente para que el rizado a la frecuencia de conmutación sea mínimo en el módulo termoelectrico. En concreto se requiere un rizado de tensión y corriente en el módulo termoelectrico inferior al 2-3%. Para ello se coloca la frecuencia de corte 10 veces menor a la frecuencia de conmutación de modo que la señal de entrada en el filtro LC se atenúa 40 dB.

$$G(dB) = 40 \text{ dB} = -20 \cdot \log\left(\frac{\Delta V_{sal}}{\Delta V_{ent}}\right) \rightarrow \frac{\Delta V_{sal}}{\Delta V_{ent}} = \frac{1}{100}$$

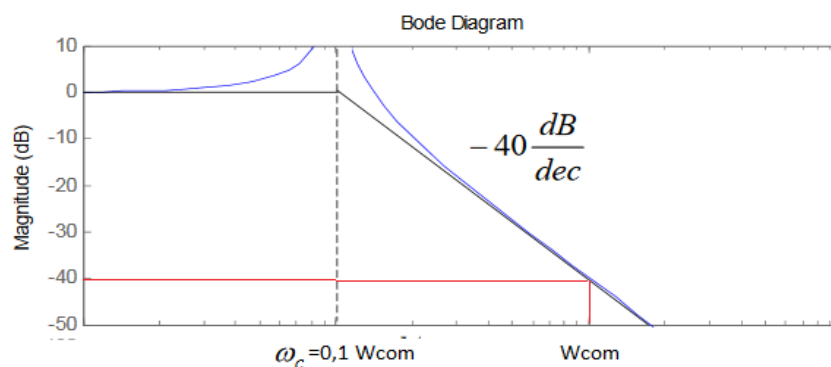


Figura 2.20: Diagrama de Bode para el filtro LC de segundo orden

Para conseguir dicha atenuación y como el valor de la inductancia está ya fijado, se calcula el condensador de entrada C_f necesario:

$$f_{corte_{filtro LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \leq \frac{1}{10} f_{com} \rightarrow C_f = \frac{1}{0,01} \cdot \frac{1}{f_c^2 \cdot 4 \cdot \pi^2 \cdot L}$$

$$C_f = \frac{1}{0,01} \cdot \frac{1}{20kHz^2 \cdot 4 \cdot \pi^2 \cdot 70\mu H} = 0,0000905 \text{ F} \approx 100 \mu F$$

De forma alternativa, también se puede calcular el valor del condensador de entrada a partir del valor del rizado de corriente proveniente de la inductancia:

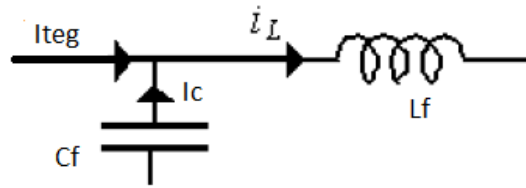


Figura 2.21: Corrientes a la entrada del convertidor

Para ello se recurre al análisis en régimen permanente de la etapa de conversión estudiada anteriormente. Aplicando la ley de corrientes de Kirchoff se obtiene:

$$I_{teg} - i_{Lf} + i_{Cf} = 0$$

$$i_{Lf} = i_{Cf} + I_{teg} \rightarrow i_{Lf} = I_{Cf} + I_{teg} \rightarrow I_{Cf} = 0 \rightarrow i_{Lf} = I_{teg}$$

A partir de la energía máxima que va a tener que almacenar/suministrar el condensador para el ciclo de trabajo crítico $D=0,5$:

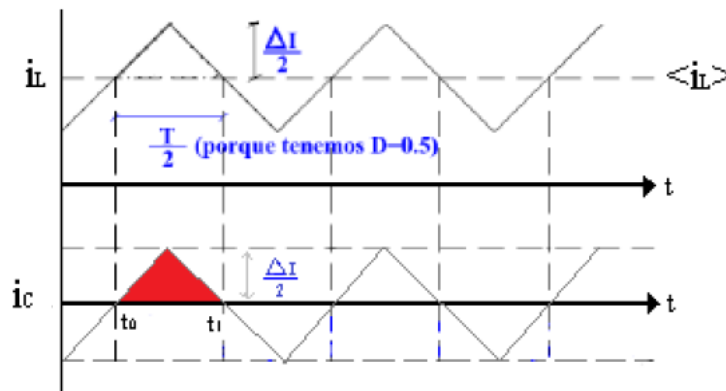


Figura 2.22: Energía almacenada por el condensador de entrada [11]

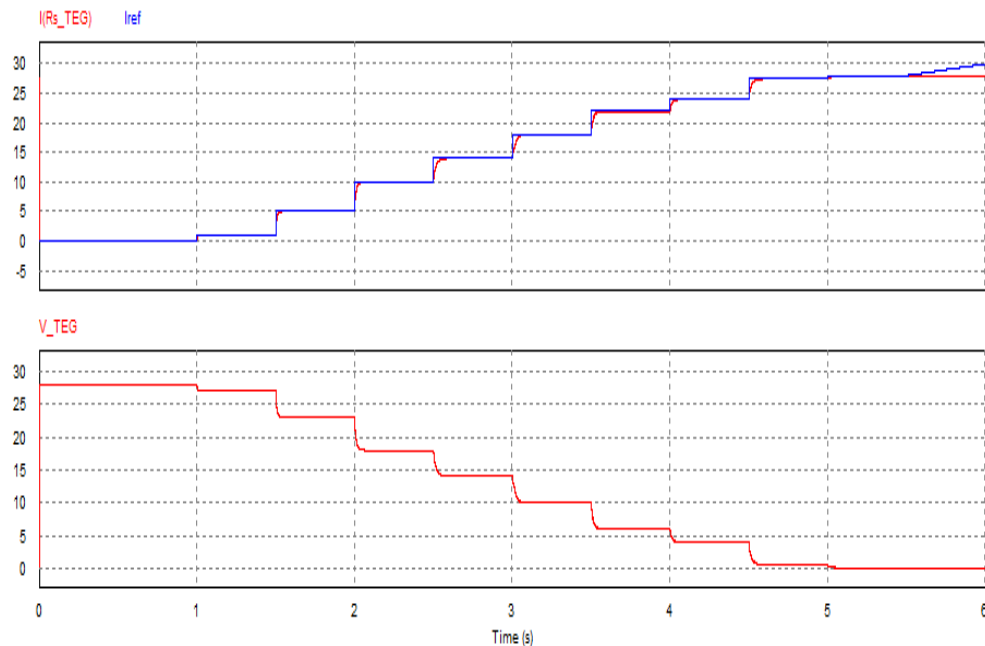
$$Q = C_f \cdot \Delta V_{teg} \rightarrow Q = \int_{t_0}^{t_1} dQ \rightarrow Q = \int_{t_0}^{t_1} i \cdot dt$$

$$Q = \frac{T}{2} \cdot \frac{\Delta i_L}{2} \rightarrow C_f = \frac{T \cdot \Delta i_L}{8 \cdot \Delta V_{teg}}$$

Por lo tanto se verifica que para un rizado de corriente en la bobina de 1,53 A y un rizado de tensión en el módulo termoelectrónico de 0,1 V, se obtiene un valor de C_f de:

$$C_f = \frac{1}{8 \cdot f_c} \cdot \frac{\Delta i_L}{\Delta V_{teg}} = \frac{1}{8 \cdot 20 \text{ kHz}} \cdot \frac{1,53 \text{ A}}{0,1 \text{ V}} = 0,0000956 \text{ F} \approx 100 \text{ uF}$$

Se comprueba en PSIM el valor de rizado de tensión y corriente en el módulo termoelectrico en el peor de los casos (Configuración del módulo TEG tipo B):

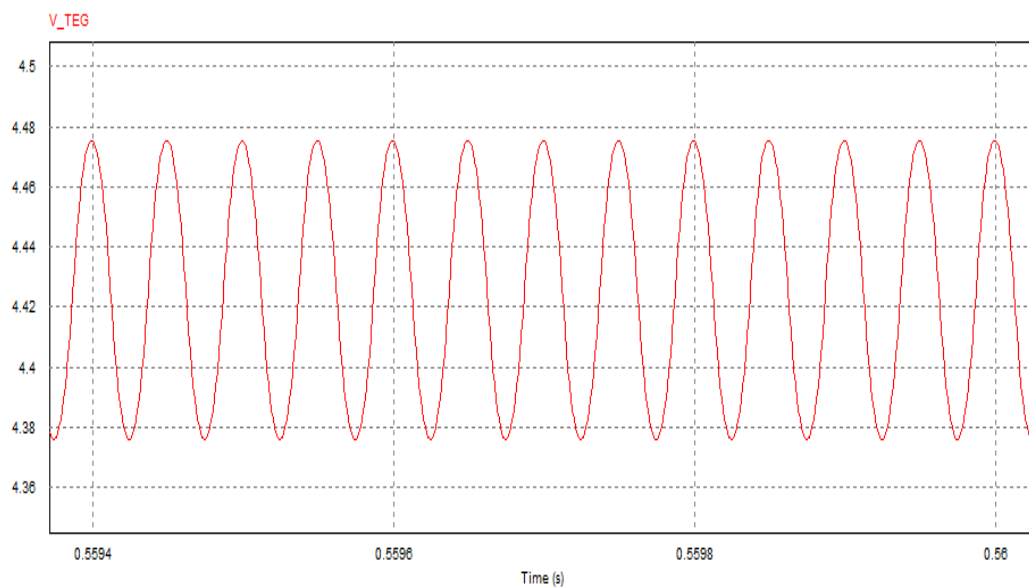


Gráfica 2.29: Corriente y tensión en el módulo termoelectrico para diferentes D (Configuración B)

Se comprueba el valor de rizado de tensión V_{teg} que se obtiene con el filtro LC para el ciclo de trabajo crítico $D1=0,5$:

$$\Delta V_{teg}(\%) = \frac{4,475 - 4,376}{4,426} \cdot 100 = \frac{0,1 V}{4,426 V} \cdot 100 = 2,23\%$$

$$\Delta V_{teg} = 0,1 V \text{ que supone un } 0,36\% \text{ de la } V_{oc}$$

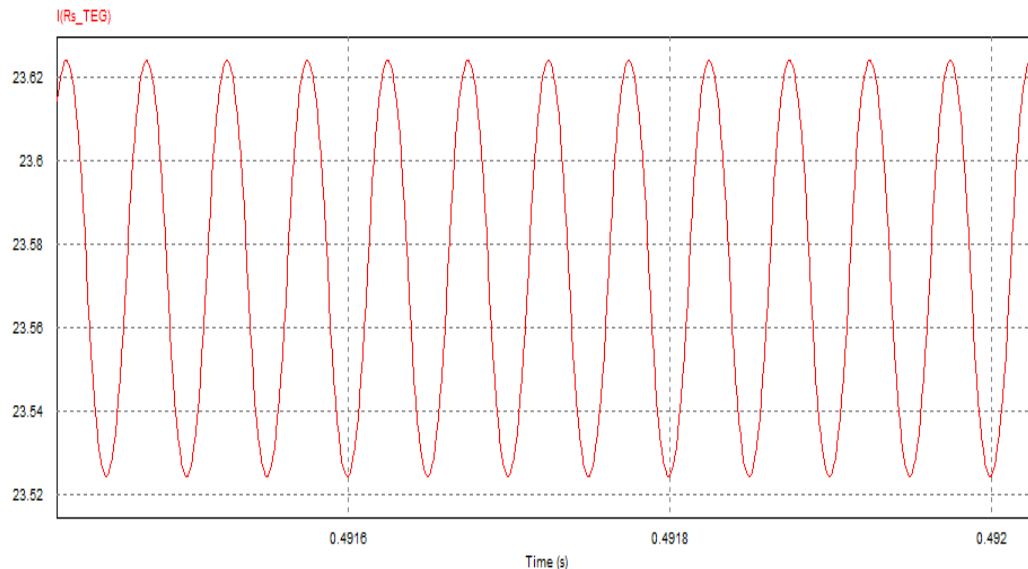


Gráfica 2.30: Rizado de tensión en V_{teg} para un ciclo de trabajo $D=0,5$ (Configuración B)

Se comprueba el valor de rizado de corriente I_{teg} que se obtiene con el filtro LC para el ciclo de trabajo crítico $D1=0,5$:

$$\Delta I_{teg}(\%) = \frac{23,623 - 23,524}{23,574} \cdot 100 = \frac{0,1 A}{23,574 A} \cdot 100 = 0,42\%$$

$\Delta I_{teg} = 0,1 A$ que supone un 0,36% de la I_{sc} .



Gráfica 2.31: Rizado de corriente I_{teg} para un ciclo de trabajo $D=0,5$ (Configuración B)

Finalmente para un valor del condensador de entrada $C_f=100 \mu F$ y con un valor de inductancia $L=70 \mu H$ se consigue un valor de rizado de tensión en el módulo termoelectrico del 2,23% y un valor de rizado de corriente del 0,42% en el peor de los casos (Configuración Módulo Tipo B) cumpliendo así con las especificaciones.

*El montaje del convertidor se llevará a cabo utilizando cables y pistas de cobre del circuito impreso PCB, dispositivos de conexión, etc. por lo que introducirán inductancias parasitas que pueden provocar sobretensiones en los semiconductores. Para reducir el efecto de las inductancias parasitas debidas a la conexión con la fuente de tensión, además de conectar todos los elementos lo más cerca posible, se conectan los denominados condensadores de desacoplo. Por lo tanto, el condensador C_f tiene la doble función de condensador de desacoplo y filtrado.

Cálculo del condensador de salida C_o por rizado de tensión de salida

El mayor rizado de tensión de salida se da cuando la configuración del módulo termoelectrico es la tipo B, en este caso el convertidor funciona en modo continuo para el valor de L seleccionado. El modo de determinar la amplitud del rizado de tensión de salida es a través de establecer la corriente por el condensador de salida C_o .

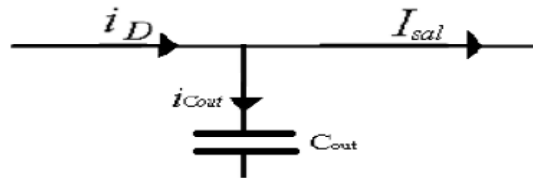


Figura 2.23: Corrientes a la salida del convertidor [11]

$$i_D = i_{Co} + I_{Ro} \rightarrow I_D = I_{Co} + I_{Ro} \rightarrow I_{Co} = 0 \rightarrow I_D = I_{Ro}$$

En este caso como el convertidor está en MCC y la corriente por el condensador es la corriente del diodo sin su componente media se puede calcular el valor de capacidad del condensador a partir de la carga que tiene que almacenar/suministrar como:

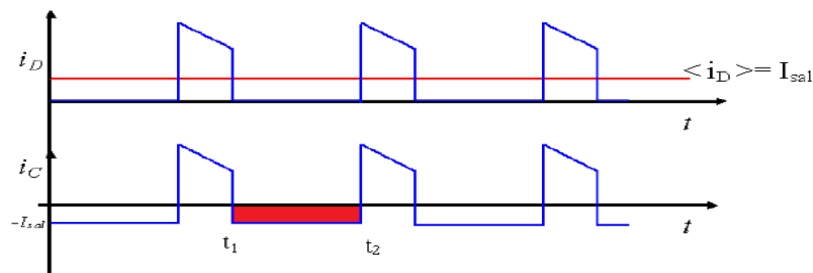


Figura 2.24: Energía almacenada por el condensador de salida [11]

$$i_C(t) = C \cdot \frac{dV}{dt} \quad Q = C \cdot \Delta V \quad Q = \int_0^{ton} i_c \cdot dt$$

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_{Ro} \cdot D1 \cdot T}{C} = \frac{V_{Ro} \cdot D1 \cdot T}{R_o \cdot C}$$

Por lo tanto el rizado de tensión a la salida será:

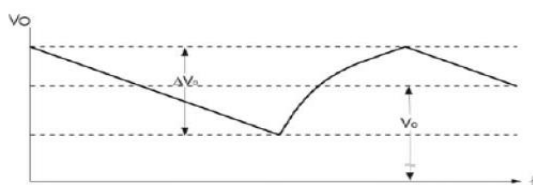


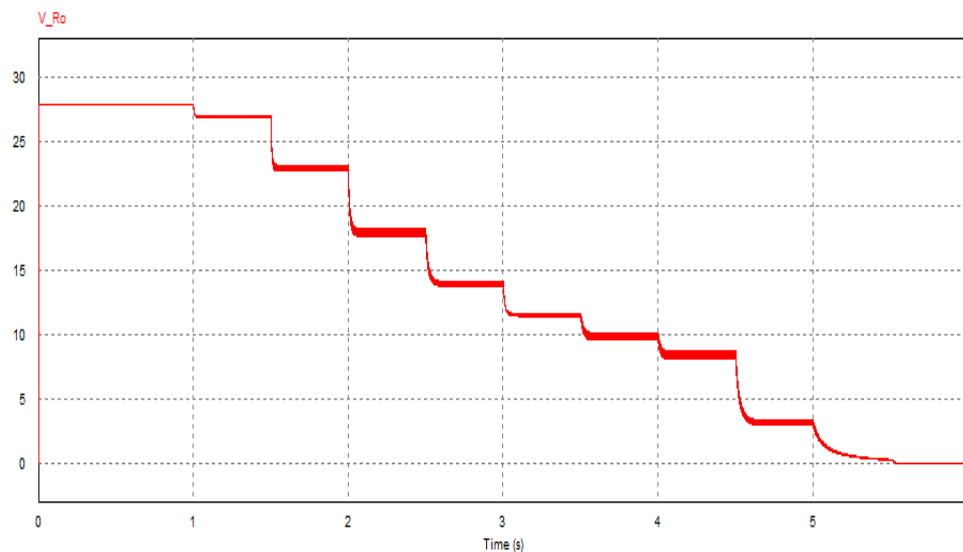
Figura 2.25: Rizado de tensión de salida [3]

$$Riz(\%) = \frac{\Delta V_{Ro}}{V_{Ro}} \cdot 100 = \frac{D1 \cdot T}{R_o \cdot C} \cdot 100$$

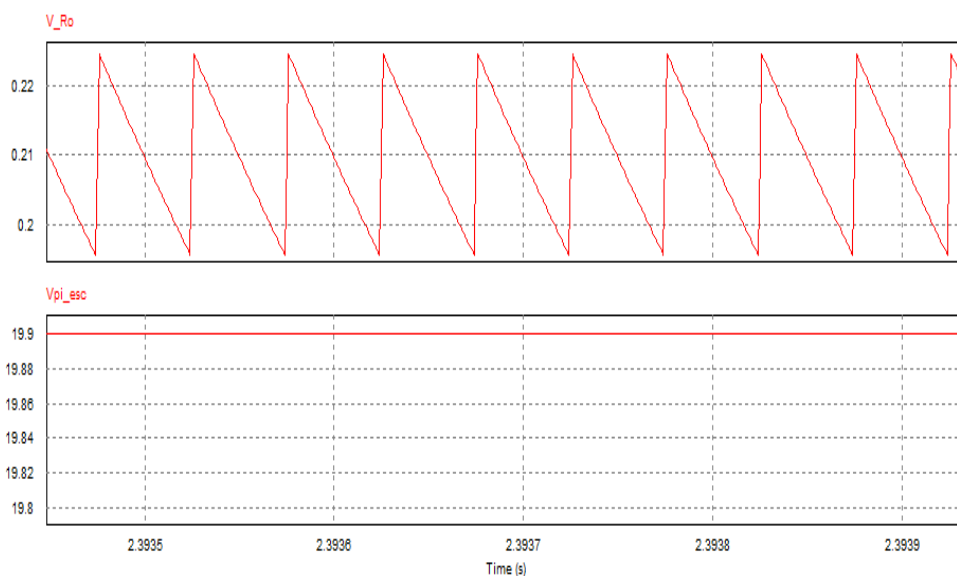
Como RC es la constante de tiempo del condensador ($\tau=RC$), si el periodo de conmutación es mucho menor que dicha constante de tiempo, el rizado de tensión será muy pequeño respecto al valor medido de V_{Ro} . Para un rizado menor del 15% de V_{Ro} , para un ciclo de trabajo crítico de $D \approx 1$, el condensador que debe colocarse es:

$$C_o = \frac{D1}{R_o \cdot R_{iz} \cdot f_c} \cdot 100 = \frac{1 \cdot 100}{0,75 \cdot 15 \cdot 20kHz} = 0.00044 = 444 \mu F \approx 470 \mu F$$

Finalmente se comprueba en PSIM que se cumple esta condición de rizado de tensión en la salida para dicho valor de C_o y un ciclo de trabajo próximo a la unidad:



Gráfica 2.32: Tensión V_{Ro} para todo el rango de ciclo de trabajo (Configuración B)



Gráfica 2.33: Rizado de tensión en V_{Ro} para un ciclo de trabajo crítico $D1=0,99$ (Configuración B)

A partir de las gráficas anteriores se puede determinar el valor de rizado de tensión a la salida del convertidor como:

$$\Delta V_o = \frac{V_{Ro} \cdot D1}{R_o \cdot C \cdot f_c} = \frac{0,21 \cdot 0,99}{0,75 \cdot 470 \mu F \cdot 20 kHz} \approx 0,03 V$$

$$Riz_medido(\%) = \frac{\Delta V_{Ro}}{V_{Ro}} \cdot 100 = \frac{0,224 - 0,195}{0,21} \cdot 100 = \frac{0,029 V}{0,21 V} \cdot 100 = 13,8\%$$

$$Riz_teórico(\%) = \frac{D1}{R_o \cdot C_o \cdot f_c} \cdot 100 = \frac{0,99}{0,75 \cdot 470 \mu F \cdot 20 kHz} \cdot 100 = 14\%$$

Por lo tanto para un valor del condensador de salida $C_o=470 \mu F$ se consigue un valor de rizado de tensión a la salida en el peor de los casos (Configuración Módulo Tipo B) del 14%, cumpliendo así con las especificaciones establecidas.

2.3.3-Selección de los componentes pasivos

Se selecciona la inductancia, el condensador de entrada y el condensador de salida teniendo en cuenta las exigencias del convertidor y de acuerdo al valor de los componentes pasivos obtenidos según las especificaciones.

2.3.3.1-Cálculo y diseño de la inductancia

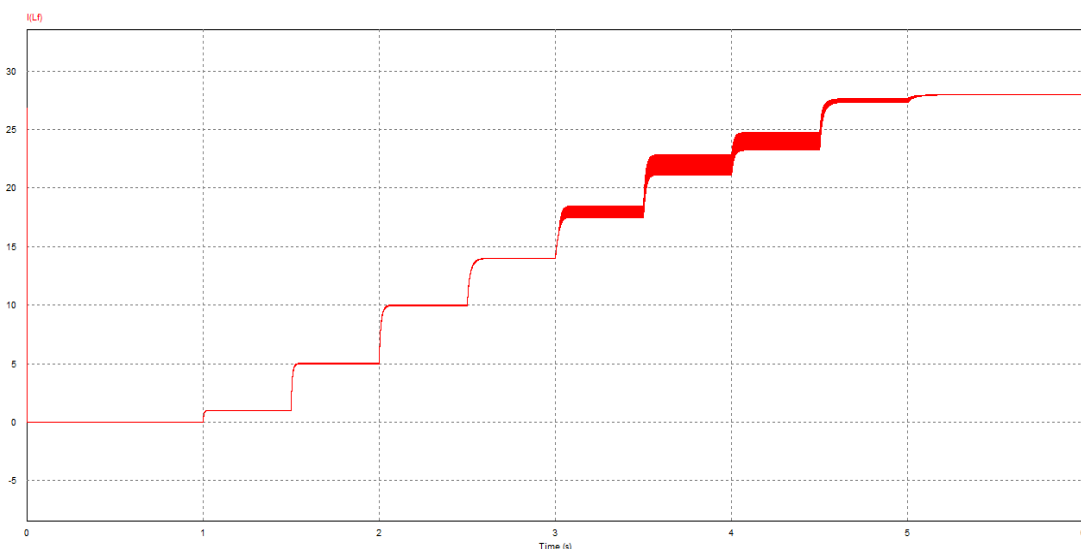
La inductancia (L), es una medida de la oposición a un cambio de corriente de un inductor o bobina que almacena energía en presencia de un campo magnético, y se define como la relación entre el flujo magnético y la intensidad de corriente eléctrica que circula por la bobina y el número de vueltas del devanado.

$$L = \frac{\Phi \cdot N}{I}$$

La inductancia depende de las características físicas del conductor y de su longitud. Si se enrolla un conductor, la inductancia aumenta. Con muchas espiras se tendrá más inductancia que con pocas y si a esto le añadimos un núcleo de ferrita, la inductancia aumenta considerablemente para un mismo tamaño.

Para seleccionar el inductor adecuado se debe tener en cuenta la corriente máxima que circulara por la misma. En el peor de los casos la corriente que circulara por el inductor de forma continua será la de cortocircuito del módulo termoelectrico cuando se conecta la configuración de módulo TEG tipo B, llegando a alcanzar los 28-30 A. En este caso el rizado de corriente es nulo puesto que el interruptor1 está permanentemente cerrado.

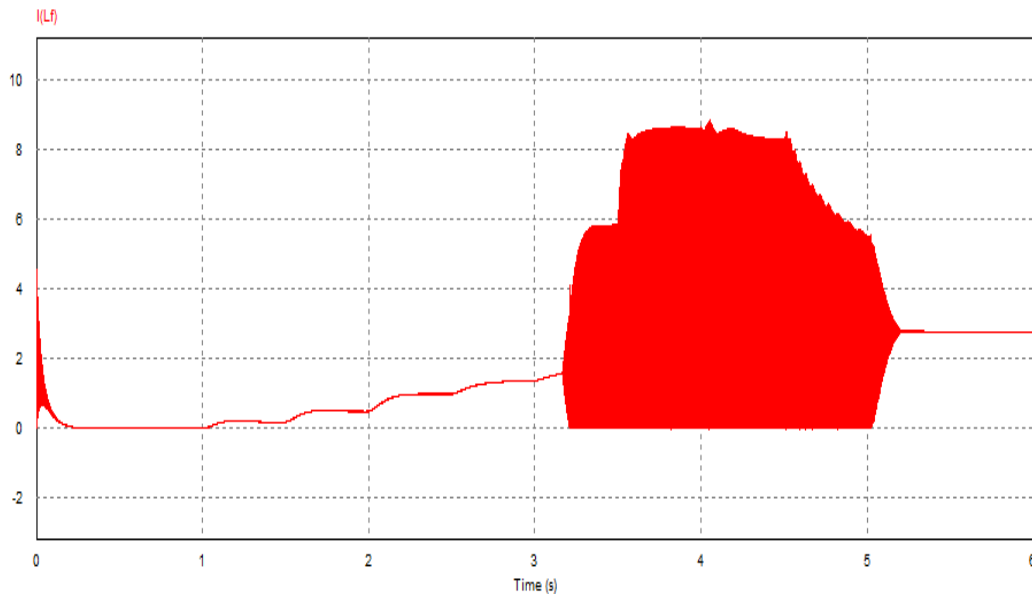
$$IL_{\text{máx}} = I_{\text{sc}} = 28 \text{ A}$$



Gráfica 2.34: Corriente en la bobina para todo el rango de ciclo de trabajo (Configuración B)

Para este caso el máximo rizado de corriente en el modo de conducción continuo para el ciclo de trabajo crítico $D1=0,5$ es de 1,53 A.

En el caso de conectar la configuración del módulo TEG tipo A, se observa que los picos de corriente en el modo de conducción discontinuo superan la corriente de cortocircuito en este caso ($I_{sc}=2,8$ A) y pueden llegar hasta los 8,6 A. El hecho de tener picos de 0 a 8,6 A con una frecuencia alta, la bobina puede calentarse excesivamente y con ello aumentar las pérdidas.



Gráfica 2.35: Corriente en la bobina para todo el rango de ciclo de trabajo (Configuración A)

Además de la corriente máxima también se debe tener en cuenta las pérdidas a la hora de seleccionar el inductor adecuado. Las pérdidas producidas en un elemento magnético dependen de la frecuencia pero además la inductancia tiene asociada un elemento resistivo en serie con el inductor que debe tenerse en cuenta (pérdidas en el cobre por circulación de corriente). Además, también se producen pérdidas en el núcleo magnético (histéresis y corrientes de Foucault) y el modelo real de la bobina es:

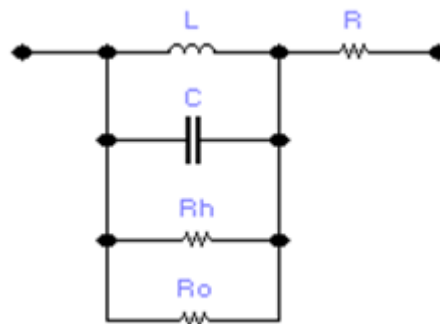


Figura 2.26: Modelo equivalente real de la bobina con núcleo de ferrita [4]

Se debe seleccionar una bobina con un valor de inductancia de 70 uH capaz de soportar corrientes de por lo menos $1,5 \cdot I_{sc}$ (40-45 A) y con bajas pérdidas tanto en el núcleo como en el cobre. Como en el mercado es complicado encontrar una inductancia con estas características y lo más frecuente es realizar un diseño a medida, se decide fabricar a partir del cálculo y selección de un núcleo de ferrita comercial.

Cálculo y selección del núcleo

Se emplea el método de diseño de inductancias a saturación para bobinas con un único devanado, para ello se busca el núcleo de menor tamaño válido para una determinada aplicación, en este caso para almacenar energía.

Se deben tener en cuenta los siguientes criterios de diseño:

- No superar la $B_{saturación}$ para la corriente máxima.
- Necesidad de entrehierro. Entrehierro pequeño ($g \ll l_e$).
- Diámetro del hilo conductor suficiente para manejar la corriente sin disipación excesiva (3-5 A/mm²).
- Las espiras deben caber en el área de ventana disponible (A_w).

Para seleccionar el núcleo de ferrita adecuado para la construcción de la inductancia se debe tener en cuenta:

- Densidad de corriente eléctrica: $J=5$ A/mm²
- Campo magnético: $B_{SAT}=350$ mT, $B_{máx}=410$ mT, $\mu_r \approx 3000$ (Según material N27).
- Corriente máxima por la inductancia: $I_{máx}=30$ A pero se aplica un coeficiente de seguridad de 1,5 por lo que se dimensionara el núcleo para $I_{máx}=45$ A.
- Valor de inductancia: $L=70$ uH.

A partir de los de los datos anteriores se selecciona el núcleo empleando la expresión matemática que da la característica de producto de áreas:

$$PA = Ae \cdot Aw = \frac{L \cdot I_{ef} \cdot I_{máx}}{K_{cu} \cdot J \cdot B_{sat}}$$

- PA : Producto de áreas.
- Ae : Área efectiva o sección transversal del núcleo (Hoja de características).
- Aw : Área de ventana (Hoja de características).
- f_w : factor de llenado de ventana (0,35).

Como la corriente máxima que circulara por el inductor es la corriente de cortocircuito ($I_{ef}=I_{máx}$) aplicando un coeficiente de seguridad, el producto de áreas PA es:

$$PA = \frac{70 \mu H \cdot 45 \cdot 45}{0,65 \cdot 5 \cdot 350 \text{ mT}} = 124.615 \text{ mm}^4$$

Para esta característica de producto de área se selecciona un núcleo magnético cuyo producto de áreas sea superior. Se ha seleccionado el núcleo PM62/49 de EPCOS del distribuidor Farnell con un precio de 23,27 €, cuyas características son:

EPCOS B65684A0000R027 Núcleo del Transformador, PM, PM62/49, N27, 109 mm, 570 mm²

Detalles del producto, documentación y más

• Núcleo, Tipo	PM
• Tamaño del Núcleo	PM62/49
• Para Usar Con	-
• Grado de Material del Núcleo	N27
• Longitud Efectiva, Pista Magnética	109mm
• Sección Efectiva (Ae)	570mm ²
• Factor de Inductancia AL	9.2μH
• Tipo de Accesorio	Ferrite Core
• Rango de Producto	B65684 Series
• Grado del Material	N27



Figura 2.27: Núcleo de ferrita PM62/49 y características principales

De acuerdo a la hoja de características, se calcula el producto de áreas (PA) a partir de las dimensiones del carrete que es la base sobre la que se asienta el conductor de cobre enrollado.

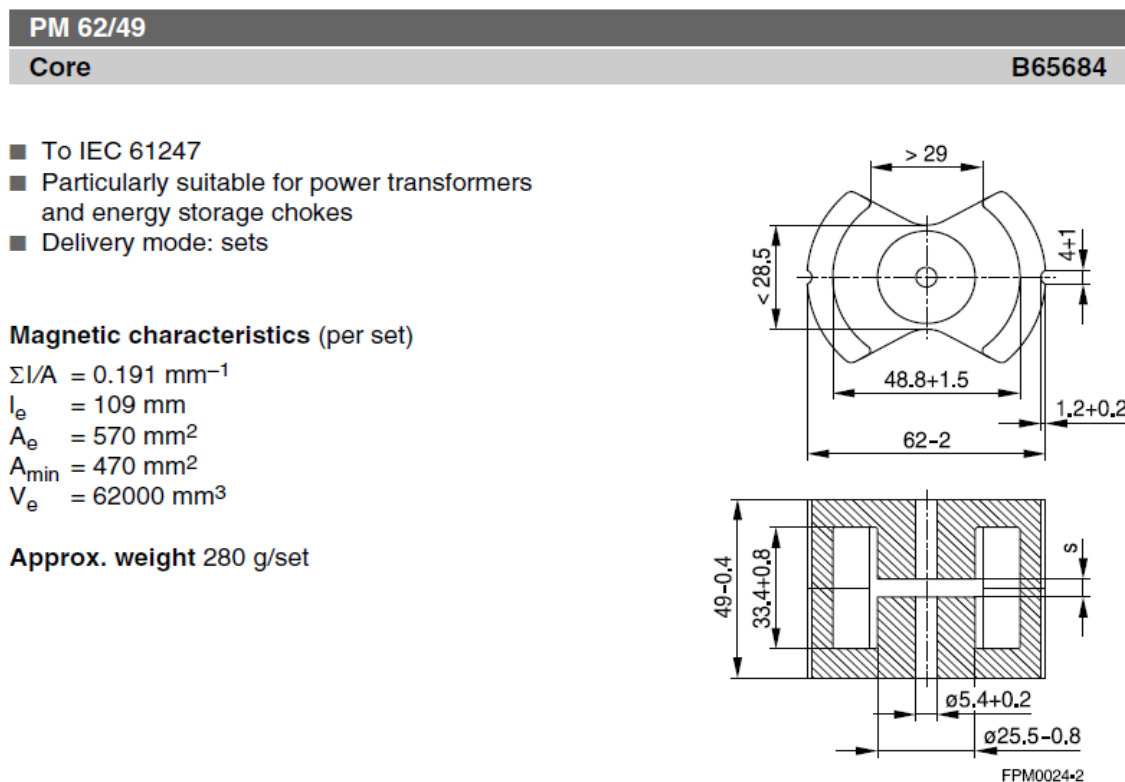


Figura 2.28: Dimensiones del núcleo de ferrita PM62/49

El núcleo está caracterizado por el área de ventana A_w y se define como el producto de la altura de ventana h_w por el ancho de ventana l_w :

- Área efectiva: $A_e = 570 \text{ mm}^2$.
- Área mínima: $A_{min} = 470 \text{ mm}^2$.
- Área de ventana: $A_w = (48,8 - 25,5)/2 \cdot 33,4 = 389,11 \text{ mm}^2$. (Del croquis)

$$PA_e = A_e \cdot A_w = 570 \cdot 389,11 = 221.793 \text{ mm}^4 > PA = 124.615 \text{ mm}^4$$

$$PA_{min} = A_{min} \cdot A_w = 470 \cdot 389,11 = 182.882 \text{ mm}^4 > PA = 124.615 \text{ mm}^4$$

Como el resultado de $PA < A_e \cdot A_w$ este núcleo parece válido para nuestra inductancia. El número de espiras necesario para construir la inductancia de valor $L = 70 \text{ uH}$ es:

$$L = \frac{\Phi \cdot N}{I} \rightarrow N = \frac{L \cdot I_{max}}{B_{sat} \cdot A_e}$$

$$N = \frac{70 \text{ uH} \cdot 45 \text{ A}}{350 \text{ mT} \cdot 570 \text{ mm}^2} = 15,78 \approx 16 \text{ espiras}$$

También se puede calcular el número de espiras a partir del factor de inductancia proporcionado por el fabricante del núcleo de ferrita como:

$$L = A_l \cdot N^2 \rightarrow N = \sqrt{\frac{L}{A_l}} = \sqrt{\frac{70 \text{ uH}}{315 \text{ nH}}} = 15 \text{ espiras}$$

Como la máxima corriente que va a circular en realidad por el inductor es de unos 30 A, el núcleo nunca llegará a saturar:

$$B = \frac{L \cdot I_l}{N \cdot A_e} = \frac{70 \text{ uH} \cdot 30 \text{ A}}{16 \cdot 570 \text{ mm}^2} = 230 \text{ mT} < B_{sat}$$

Se calcula la longitud del entrehierro adecuado mediante la expresión:

$$g = \frac{N^2 \cdot A_e \cdot \mu_0}{L} - \frac{I_{ef}}{\mu_r} = \frac{16^2 \cdot 570 \text{ mm}^2 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7}}{70 \text{ uH}} - \frac{45 \text{ A}}{3000} = 2,62 \text{ mm}$$

Material	A_L value nH	s approx. mm	μ_e	Ordering code
N27	315 $\pm 3\%$	2.60	48	B65684A0315A027
	630 $\pm 3\%$	1.10	95	B65684A0630A027

Tabla 2.4: Características y longitud del entrehierro del núcleo de ferrita (material N27)

Se calcula la longitud del hilo del devanado para un radio medio para el núcleo de sección circular:

$$rm = \frac{25,5 + 48,8}{4} = 18,6 \text{ mm}$$

$$l_{Cu} = 2\pi \cdot rm \cdot N = 2\pi \cdot 18,6 \text{ mm} \cdot 16 = 1869,87 \text{ mm} \approx 1,87 \text{ m}$$

La sección total del conductor de cobre depende de la densidad de corriente y la máxima corriente que va a circular por él:

$$J = \frac{Imáx}{\frac{\pi \cdot D^2}{4}} \rightarrow D = \sqrt{\frac{4 \cdot 30A}{\pi \cdot 5A/mm^2}} = 2,76 \text{ mm} \rightarrow S = 6 \text{ mm}^2$$

Para validar el núcleo seleccionado es necesario que la sección total de cobre entre en la ventana del núcleo y además como el hilo de cobre no se ajusta perfectamente en la ventana, hay parte del área que no es posible llenar y queda vacía por lo que se aplica un factor de ventana de 0,35:

$$A_{Cu} = \pi \cdot \left(\frac{D}{2}\right)^2 \cdot N \text{ con } f_w = \frac{A_{Cu}}{A_w} = 0,35$$

$$A_{Cu} \leq A_w \cdot f_w \rightarrow \pi \cdot \left(\frac{2,76}{2}\right)^2 \cdot 16 \leq 0,35 \cdot 389,11 \rightarrow 96 \text{ mm}^2 \leq 136,2 \text{ mm}^2$$

A la hora de seleccionar el hilo, en alta frecuencia se debe considerar los efectos pelicular y de proximidad que pueden afectar a la distribución de corriente en el conductor, ya que dichos efectos dan lugar a que la densidad de corriente no sea uniforme en toda la sección del conductor. Para dimensionar la sección del hilo adecuado para que no se vea afectado por dicho efecto se debe tener en cuenta el concepto de profundidad pelicular o efecto skin por lo que el conductor estará formado por muchos hilos conductores de diámetro menor de $2\delta_s$.

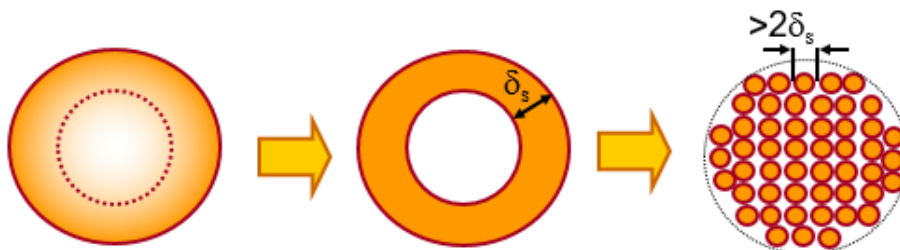


Figura 2.29: Conductor formado por pequeños hilos para reducir el efecto pelicular [4]

Se calcula el diámetro que deberán tener dichos hilos para que el conductor no se vea afectado por el efecto pelicular y el número de hilos que formaran el conductor:

$$d \leq 2 \cdot \delta_s \rightarrow d = 2 \cdot \sqrt{\frac{\rho_{Cu}}{\pi \cdot f_c \cdot \mu_{Cu}}} = 2 \cdot \sqrt{\frac{1,71 \cdot 10^{-8}}{\pi \cdot 20kHz \cdot 0,99 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7}}} = 0,94 \text{ mm}$$

$$* \text{ Se escoge } d = 0,8 \text{ mm} \rightarrow Sd = \frac{\pi \cdot D^2}{4} = \frac{\pi \cdot 0,8^2}{4} = 0,5 \text{ mm}^2$$

Para el bobinado del inductor se recomienda la utilización de alambre tipo *Litz* con el fin de reducir o eliminar el efecto pelicular pero como es complicado encontrarlo en el mercado para estas características se decide fabricar el conductor a partir del trenzado de alambres de cobre esmaltado. El hecho de enrollar varios alambres para conformar el conductor, aumentará el área total pero como se ha sobredimensionado el núcleo, no será un inconveniente para que todo el devanado quepa en el espacio correspondiente al área de ventana. Por tanto para conformar el conductor de 6 mm^2 serán necesario enrollar hasta 12 hilos de diámetro $0,8 \text{ mm}$.



BOBINA HILO COBRE 0.8mm 70gr

Bobina de hilo de cobre esmaltado para el bobinado de choques, inductancias y filtros.

- Diametro: 0.8 mm
- Peso: 70gr
- Longitud Aproximada: 15.50 metros
- Tambien esta disponible en carretes de 1Kg:

Figura 2.30: Bobina de cobre esmaltado para la fabricación de la inductancia

Se escoge el cable de cobre esmaltado con un diámetro de $0,8 \text{ mm}$ y una sección $0,5 \text{ mm}^2$ y se estima un aumento de área total del conductor del 30%, por tanto se comprueba que el devanado entra en el área de ventana:

$$A_t = 1,3 \cdot n \cdot Sd = 1,3 \cdot 12 \cdot 0,5 \text{ mm}^2 = 7,8 \text{ mm}^2$$

$$A_{Cu} \leq A_w \cdot f_w \rightarrow 7,8 \cdot 16 \leq 0,35 \cdot 389,11 \rightarrow 124,8 \text{ mm}^2 \leq 136,2 \text{ mm}^2$$

Si se supone que toda la sección de cobre es útil para la circulación de corriente, la resistencia del devanado es:

$$R_t = \rho_{Cu} \cdot \frac{l}{S} = 1,71 \cdot 10^{-8} \cdot \frac{1,87 \text{ m}}{6 \text{ mm}^2} = 5,33 \text{ m}\Omega$$

Por lo tanto las pérdidas de potencia máxima en el devanado serán:

$$P_{Cu} = R_{Cu} \cdot (I_{efm\acute{a}x})^2 = 5,33 \text{ m}\Omega \cdot (30 \text{ A})^2 = 4,8 \text{ W}$$

Se debe tener en cuenta las pérdidas en el núcleo magnético por histéresis y corrientes de Foucault. La curva B-H real presenta histéresis y en consecuencia el funcionamiento del inductor ante una corriente variable describe un área en la curva B-H que define las pérdidas por histéresis. El flujo magnético variable induce corrientes en el propio núcleo y la circulación de dichas corrientes provoca pérdidas por lo que el material férreo del núcleo debe tener una alta resistividad (material N27).

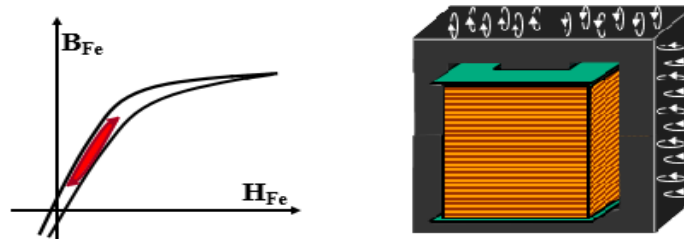
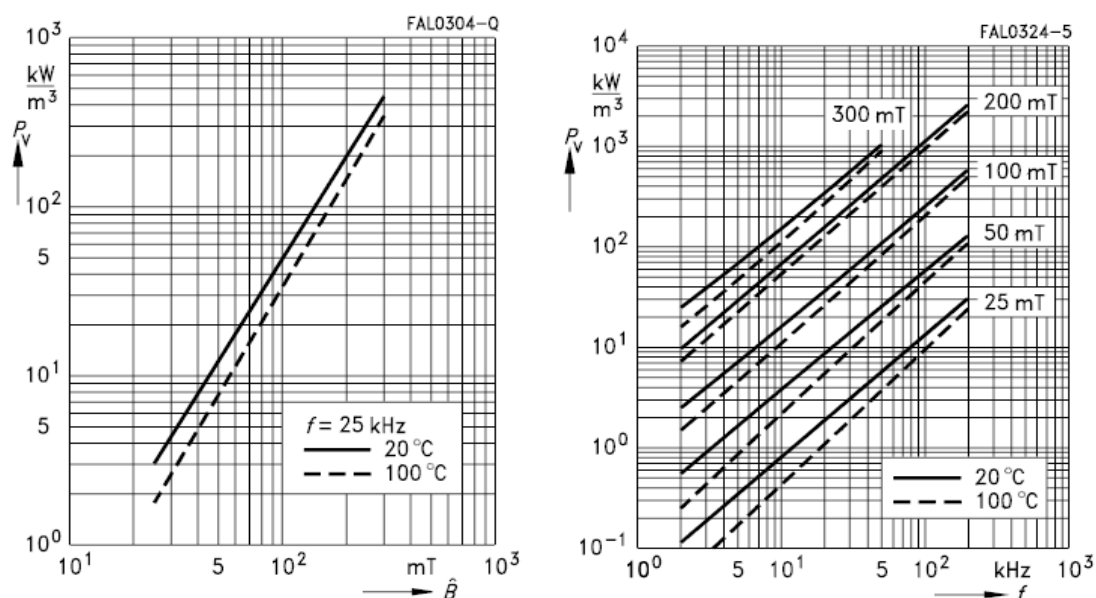


Figura 2.31: Efecto de histéresis y corrientes de Foucault [4]

Las pérdidas en el núcleo crecen con la componente de alterna de la densidad de flujo, la frecuencia y la temperatura y se puede obtener a partir de la curva P_v que proporciona el fabricante. Sin embargo dicha curva se da para las pérdidas con un ciclo de histéresis completo (por ejemplo cuando la corriente va de 9 a -9 A), y en este caso las mayores pérdidas en el núcleo se darán para el máximo “rizado” de corriente en la bobina que es cuando trabaja en modo de conducción discontinua con picos de corriente de 0 a 9 A por lo que la inducción magnética es de forma aproximada:

$$H = \frac{N \cdot I}{l} \rightarrow \text{aproximación } \frac{H}{2} \text{ (Ciclo de histeresis aproximado)}$$

$$B = \mu_r \cdot \mu_0 \cdot \frac{H}{2} = 3000 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot \frac{16 \cdot 9}{2 \cdot 1,87m} \approx 145 \text{ mT}$$



Grafica 2.36: Pérdidas en el núcleo de ferrita para material N27

A partir de la gráfica P_v y de la inducción magnética se obtienen unas pérdidas de:

$$P_v(B = 145\text{mT}, f \approx 20\text{kHz}) = 90 \text{ kW/m}^3 \rightarrow P_{\text{nucleo}} = P_v \cdot \text{Volumen}$$

$$P_{\text{nucleo}} = 90 \frac{\text{kW}}{\text{m}^3} \cdot 62000 \text{ mm}^3 \cdot \frac{1000 \text{ W}}{1\text{kW}} \cdot \frac{1 \text{ m}^3}{10^9 \text{ mm}^3} = 5,58 \text{ W}$$

Para minimizar las pérdidas en la bobina para un núcleo y una sección de hilo dados se puede variar el número de vueltas N , siempre y cuando se garantice que se trabaja por debajo de la saturación, para conseguir que las pérdidas en el núcleo y las pérdidas en el cobre sean similares ya que en ese punto las pérdidas totales son menores.

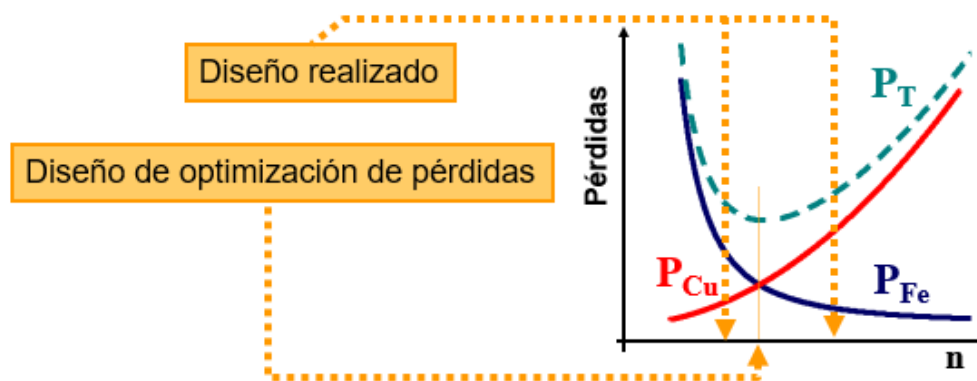


Figura 2.32: Diseño de optimización de pérdidas en la bobina [4]

- * Aumentar $N \rightarrow g \uparrow$ y $B_{\text{máx}} \downarrow \begin{cases} \text{Menores pérdidas en el núcleo } (P_{\text{nucleo}} \downarrow) \\ \text{Mayor longitud de hilo conductor } (P_{\text{cu}} \uparrow) \end{cases}$
- * Disminuir $N \rightarrow g \downarrow$ y $B_{\text{máx}} \uparrow \begin{cases} \text{Mayores pérdidas en el núcleo } (P_{\text{nucleo}} \uparrow) \\ \text{Menor longitud de hilo conductor } (P_{\text{cu}} \downarrow) \end{cases}$

Se puede observar como el resultado de las pérdidas en el cobre se aproxima a las pérdidas en el núcleo por lo que se está cerca del punto óptimo, con unas pérdidas totales de:

$$P_{\text{tot}}(\text{Máxima}) = P_{\text{cu}} + P_{\text{nucleo}} = 4,8 \text{ W} + 5,58 \text{ W} = 10,38 \text{ W}$$

En este caso y debido al modo de funcionamiento del convertidor nunca van a darse las máximas pérdidas en el núcleo y las máximas pérdidas en el cobre de forma simultánea y en todo caso las pérdidas totales estarán por debajo de los 10 W por lo que el diseño se da por válido.

2.3.3.2-Selección de condensadores de entrada y de salida

Un condensador es un dispositivo capaz de almacenar energía en forma de campo eléctrico. Está formado por dos superficies conductoras, generalmente en forma de láminas o placas, separadas por un material dieléctrico o por el vacío. Las placas, sometidas a una diferencia de potencial, adquieren una determinada carga eléctrica. Al conectar un condensador en un circuito, la corriente empieza a circular por el mismo acumulando carga entre sus placas.

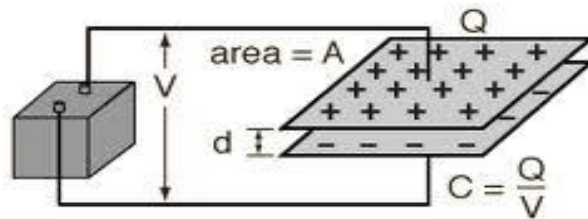
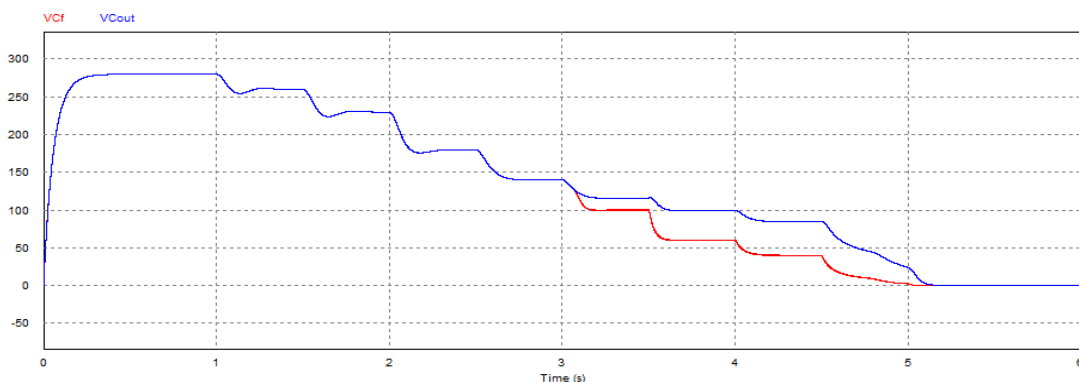


Figura 2.33: Funcionamiento básico de un condensador

Cuando el condensador está totalmente cargado adquiere la tensión a la que está sometido y deja de circular corriente por él. Cuando se quita la fuente y se coloca una resistencia en paralelo, la carga empieza a fluir de una de las placas del condensador a la otra a través de la resistencia hasta que la carga se anula. En este sentido como el condensador está sometido a una frecuencia de conmutación que abre y cierra el circuito, la misma energía que recibe durante el periodo de carga, es la que cede durante el periodo de descarga.

Para seleccionar el condensador se debe tener en cuenta sobre todo la tensión a la que va estar sometido. En este caso tanto el condensador de entrada como el de salida en el peor de los casos estarán sometidos a la tensión de circuito abierto V_{oc} del módulo termoelectrico que cuando se conecta la configuración de módulo Tipo A puede llegar a alcanzar los 280-300 V. En este caso el rizado de corriente es nulo puesto que el interruptor PWM está permanentemente abierto.

$$VCf_{\text{máx}} = VCout_{\text{máx}} = V_{oc} = 280 \text{ V}$$



Gráfica 2.37: Tensión en los condensadores Cf y Cout para el rango de D (Configuración A)

Un condensador real se puede representar mediante un circuito equivalente, en serie con una resistencia (ESR), una inductancia en serie (ESL) y una resistencia de fugas (R_p) en paralelo con la capacidad (C), aunque esta última no se tendrá en cuenta ya que las pérdidas debidas a la ESR son más significativas.

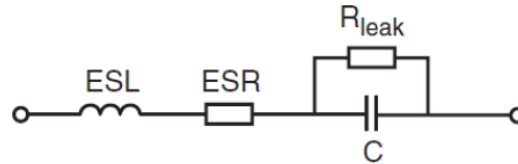


Figura 2.34: Modelo equivalente de un condensador

La ESR disminuye con la frecuencia y con el valor de la capacidad del condensador. El calentamiento en el condensador se produce fundamentalmente por las pérdidas ocasionadas en la resistencia en serie del condensador (ESR), la cual, además de ser función de la frecuencia, también lo es de la temperatura. Además la ESR limita la absorción del rizado de corriente por lo que se debe tener en cuenta en el condensador de entrada C_f ya que se debe mantener un mínimo rizado de tensión y corriente en el módulo termoelectrónico.

Un condensador está diseñado para trabajar en su zona capacitiva, es decir, con frecuencias muy inferiores a la frecuencia de resonancia del condensador, por lo que también será a tener en cuenta a la hora de seleccionarlo.

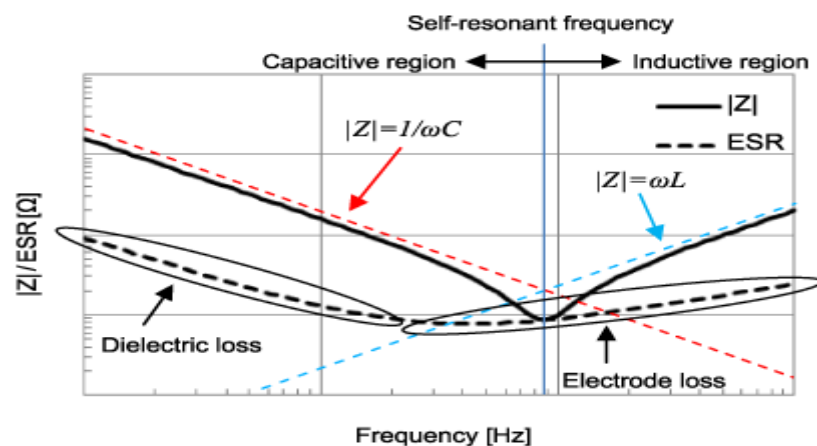


Figura 2.35: Comportamiento de los elementos pasivos del condensador en función de f [4]

La ESR del condensador se puede definir a partir del factor de disipación D_f o calcular mediante la impedancia total:

$$ESR = \frac{D_f}{2\pi \cdot f \cdot C} \quad fR = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{LC}}$$

$$Z = \sqrt{ESR^2 + (X_L - X_C)^2}$$

CONDENSADOR DE ENTRADA (Cf)

Suponiendo que el efecto inductivo es despreciable a la frecuencia de conmutación se elige un condensador con la ESR lo más baja posible, del orden de unos pocos mΩ, para que además de minimizar las pérdidas por efecto Joule, el rizado de corriente en el módulo TEG no se vea afectado, dentro de los valores comerciales para un condensador del valor de capacidad seleccionado (100 uF para el Cf) y con una tensión nominal de por lo menos 3/2 de Voc (450-500 V).

En un principio se piensa en colocar un condensador electrolítico de aluminio ya que son comúnmente empleados para aplicaciones de electrónica de potencia pero el problema de estos condensadores es que tienen una ESR demasiado alta para nuestra aplicación (ronda los 300 mΩ y aumenta a medida que la capacidad es menor) por lo que este tipo de condensador es descartado para el Cf ya que con dicha ESR el rizado a la entrada del módulo termoelectrico se vería notablemente afectado.

1ª Opción analizada (Un condensador de capacidad 100 uF)

Se decide colocar un condensador de película ya que aunque el precio es superior que el de un condensador electrolítico, tienen una ESR muy baja, del orden de 10 mΩ. Se ha seleccionado un condensador de 100 uF, de acuerdo al valor teórico calculado, aunque es posible que el rizado en el módulo termoelectrico aumente un poco debido a la ESR. En concreto se ha seleccionado el condensador de película MKP1848C71050JY5 de VISHAY del distribuidor Farnell con un precio de 38,31 € cuyas principales características son:

VISHAY MKP1848C71050JY5 Condensador de Película, Serie MKP1848C, 100 μF, ± 5%, PP (Polipropileno), 500 V

Detalles del producto, documentación y más

• Rango de Producto	Serie MKP1848C
• Capacidad	100μF
• Tolerancia, Capacitancia	± 5%
• Tipo de Dieléctrico del Condensador	PP (Polipropileno)
• Tensión Nominal	500V
• Tipo de Condensador	-
• Terminales del Condensador	Con Conexión Radial
• Encapsulado	Cinta Cortada
• Separación de Terminales	-
• Temperatura de Trabajo Mín.	-
• Temperatura de Trabajo Máx.	85°C



Fabricante: VISHAY
Código Farnell: 2420020
Referencia del fabricante MKP1848C71050JY5

Technical Data Sheet (185.77KB) EN

Figura 2.36: Condensador de película de 100 uF y características principales

Cálculo y validación

En primer lugar se comprueba que la frecuencia de resonancia del condensador este por debajo de la frecuencia de conmutación:

$$fR = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{LC}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{100 \mu F \cdot 60 nH}} = 65 \text{ kHz}$$

La frecuencia a la que va a trabajar el condensador es de unos 20 kHz, que es más de tres veces menor que la frecuencia de resonancia.

En segundo lugar se comprueba si el valor de ESR a la frecuencia de conmutación es adecuado para que el rizado en el módulo termoelectrónico no se vea afectado dentro de los límites establecidos en las especificaciones.

ELECTRICAL DATA AND ORDERING CODE																
U _{ND} C AT 85 °C (V)	CAP. ⁽⁶⁾ (μF)	DIMENSION ⁽⁵⁾ (mm)			P1 (mm)	P2 (mm)	dV/dt (V/μs)	I _{PEAK} (A)	I _{RMS} ⁽²⁾ (A)		ESR ⁽³⁾ (mΩ)		tan δ 10 kHz ($< 10^{-4}$) ⁽⁴⁾		ORDERING CODE ⁽¹⁾	
		w	h	l					2 PINS	4 PINS	2 PINS	4 PINS	2 PINS	4 PINS		
500	U _{OPDC} AT 70 °C = 600 V, U _{OPDC} AT 105 °C = 350 V															
	22	21.5	38.5	43	37.5	10.2	20	440	9	10	9	7	210	200	MKP1848C62250JP*	
	25	21.5	38.5	43	37.5	10.2	20	500	9	10	8	6	210	200	MKP1848C62550JP*	
	30	24	44	42	37.5	10.2	20	600	11	13	7	5	210	200	MKP1848C63050JP*	
	35	24	44	42	37.5	10.2	20	700	12	14	6	4.5	210	200	MKP1848C63550JP*	
	40	30	45	42	37.5	10.2/20.3	20	800	13	15	5	4	210	200	MKP1848C64050JP*	
	45	30	45	42	37.5	10.2/20.3	20	900	14	16	4.5	3.5	210	200	MKP1848C64550JP*	
	50	30	45	42	37.5	10.2/20.3	20	1000	15	17	4	3	210	200	MKP1848C65050JP*	
	55	30	57	42	37.5	20.3	20	1100	16	18	3.5	3	210	200	MKP1848C65550JP*	
	60	30	57	42	37.5	20.3	20	1200	16	18	3.5	3	210	200	MKP1848C66050JP*	
	65	30	57	42	37.5	20.3	20	1300	18	19	2.5	2	210	200	MKP1848C66550JP*	
	50	25	45	57.5	52.5	10.2	10	500	10	11	7	6	450	400	MKP1848C65050JY*	
	55	25	45	57.5	52.5	10.2	10	550	11	13	7	6	450	400	MKP1848C65550JY*	
	60	30	45	57.5	52.5	20.3	10	600	12	14	6	5	450	400	MKP1848C66050JY*	
	65	30	45	57.5	52.5	20.3	10	650	12	14	6	5	450	400	MKP1848C66550JY*	
	70	30	45	57.5	52.5	20.3	10	700	13	15	6	5	450	400	MKP1848C67050JY*	
	75	35	50	57.5	52.5	20.3	10	750	14	16	5	4	450	400	MKP1848C67550JY*	
	80	35	50	57.5	52.5	20.3	10	800	15	17	4.5	3	450	400	MKP1848C68050JY*	
	90	35	50	57.5	52.5	20.3	10	900	16	18	4	3	450	400	MKP1848C69050JY*	
	100	35	50	57.5	52.5	20.3	10	1000	17	19	4	3	450	400	MKP1848C71050JY*	
	110	45	45	57.5	52.5	20.3	10	1100	-	19	-	2.5	-	450	MKP1848C71150JY5	
	120	45	45	57.5	52.5	20.3	10	1200	-	19	-	2.5	-	450	MKP1848C71250JY5	
	250 ⁽⁶⁾	70	65	57.5	52.5	20.3	4	1000	-	25	-	2	-	450	MKP1848C72550JY5	
500 ⁽⁷⁾	130	65	57.5	52.5	20.3	2	1000	-	45	-	1.5	-	500	MKP1848C75050JY5		

Notes

- (1) Change the * symbol with special code for the terminals
- (2) Maximum RMS current at 10 kHz, + 85 °C, Δt = + 15 °C, capacitance tolerance ≤ ± 5 %
- (3) Equivalent series resistance typical values at f = 10 kHz to 100 kHz for P = 27.5 mm, at f = 10 kHz to 70 kHz for P = 37.5 mm, at f = 10 kHz to 50 kHz for P = 52.5 mm
- (4) Maximum tan δ values
- (5) Standard dimension
- (6) 6 pins, under release
- (7) 12 pins, under release
- (8) Intermediate capacitance values available on request

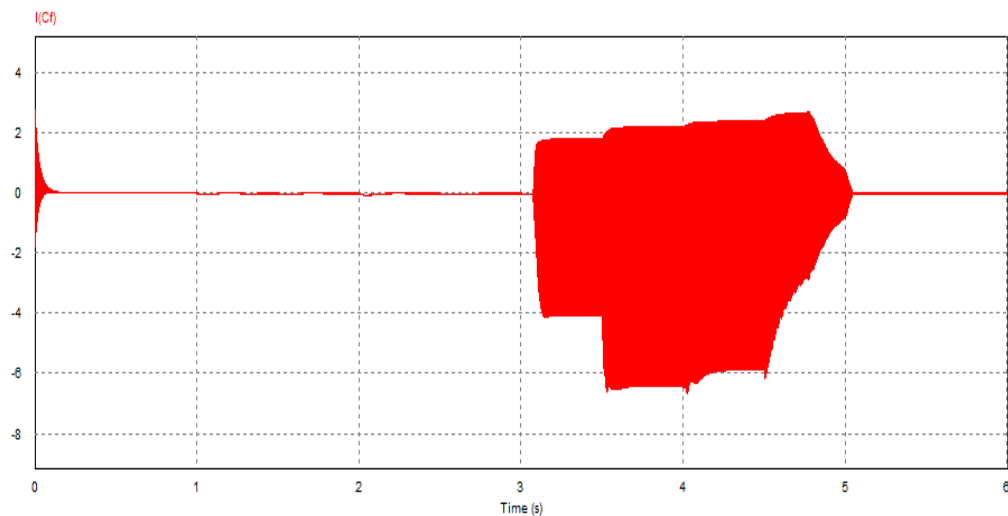
Tabla 2.5: Características condensador MKP1848C7 de Vishay

Para el condensador seleccionado de 100 uF y 500 V, en el rango de frecuencias de 10 a 50 kHz donde se encuentra la frecuencia de conmutación, la resistencia serie equivalente ESR es de 3-4 mΩ por lo que es ideal para el condensador de entrada Cf.

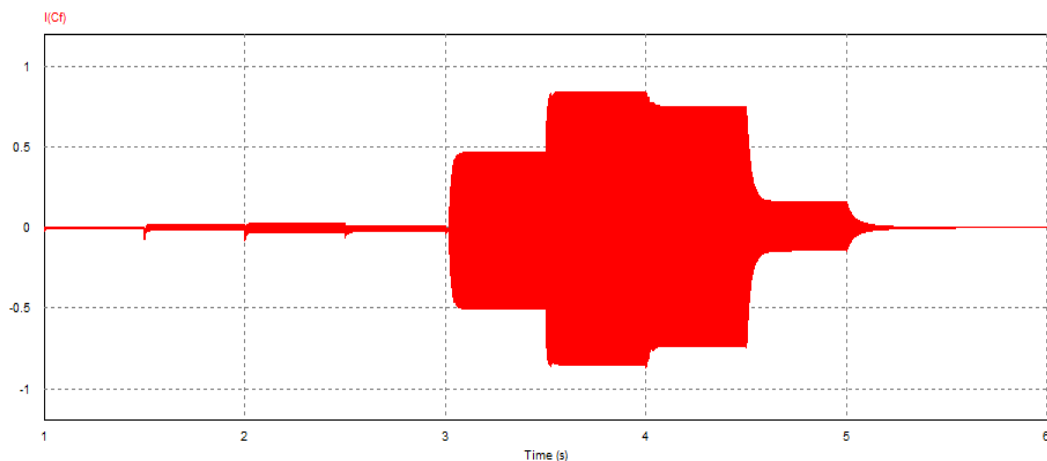
El fabricante proporciona el valor del factor de disipación $Df=\tan\delta$ por lo que se puede calcular la ESR a la frecuencia de conmutación:

$$ESR = \frac{\tan \delta}{2\pi \cdot f \cdot C} = \frac{450 \cdot 10^{-4}}{2\pi \cdot 20kHz \cdot 100\mu H} = 3,58 m\Omega$$

En la tabla de características del condensador seleccionado se puede observar que la corriente de pico máxima que puede soportar dicho condensador es de $I_{peak}=1000$ A y una corriente eficaz de $I_{rms}=17-19$ A a una frecuencia de 10 kHz.



Gráfica 2.38: Corriente I_{Cf} para todo el rango de D (Opción 1, Configuración A)



Gráfica 2.39: Corriente I_{Cf} para todo el rango de D (Opción 1, Configuración B)

En el peor de los casos el condensador de entrada C_f tendrá que soportar picos de corriente de hasta 6-7 A cuando el convertidor está en MCD y una corriente eficaz máxima de 2,8-3 A, inferior al valor de las hojas de características por lo que el condensador seleccionado es válido para el C_f .

A partir del valor de la ESR de 4 mΩ y la corriente eficaz máxima que circulara por él, se calculan las pérdidas máximas en el condensador debido a su resistencia asociada:

$$P_{loss} = ESR \cdot I_{rms}^2 = 4 \text{ m}\Omega \cdot (3 \text{ A})^2 = 36 \text{ mW}$$

Debido al bajo valor de ESR que presenta este tipo de condensadores y que además la corriente eficaz máxima que circulara por él no es elevada, el condensador apenas se va a calentar por lo que se da por valido desde el punto de vista térmico. Sin embargo el hecho de colocar un solo condensador de la capacidad total (100uF), aunque cumple todos los requisitos, hace que el equipo no sea del todo fiable puesto que si falla dicho condensador el equipo no funcionaría correctamente por lo que se va a analizar una segunda opción para tratar de mejorarlo en este aspecto.

2ª Opción analizada (Dos condensadores de película de 50 uF y en paralelo)

Se decide colocar dos condensadores de película de menor capacidad en paralelo de forma que se reparte el pico de corriente de forma que así se evita que uno solo se encargue de absorber todo el rizado y también se reduce el calentamiento, lo que supone un aumento de su vida útil. Además si uno de los condensadores fallase, se puede retirar y el equipo podría seguir funcionando.

Por otra parte al colocar dos condensadores de 50 uF en paralelo se consigue una capacidad total de 100 uF de forma que se cumple con el valor teórico calculado, aunque teniendo en cuenta la ESR, el rizado aumentara un poco. Otra ventaja de esta configuración es que la resistencia asociada ESR total es el paralelo de cada resistencia ESR individual consiguiendo también reducir la ESR que verá el módulo termoelectrico a la entrada del convertidor y en consecuencia menor es la limitación en la absorción del rizado.

Se ha seleccionado el condensador de película MKP1848C65050JP5 de VISHAY del distribuidor Farnell con un precio de 16,82 € cuyas principales características son:

VISHAY MKP1848C65050JP5 Condensador de Pelicula, Serie MKP1848C, 50 μF, ± 5%, PP (Polipropileno), 500 V

Información del producto

• Rango de Producto	Serie MKP1848C
• Capacidad	50μF
• Tolerancia, Capacitancia	± 5%
• Tipo de Dieléctrico del Condensador	PP (Polipropileno)
• Tensión Nominal	500V
• Tipo de Condensador	-
• Terminales del Condensador	Con Conexión Radial
• Encapsulado	Cinta Cortada
• Separación de Terminales	-
• Temperatura de Trabajo Min.	-
• Temperatura de Trabajo Máx.	85°C



Fabricante: VISHAY
Código Farnell: 2420019
Referencia del fabricante
MKP1848C65050JP5

Technical Data Sheet (186.26KB) EN

Figura 2.37: Condensador de película de 50 uF y características principales

Cálculo y validación

En primer lugar se comprueba que la frecuencia de resonancia del condensador este por debajo de la frecuencia de conmutación:

$$fR = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{LC}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{50 \mu F \cdot 40 nH}} = 112 \text{ kHz}$$

La frecuencia a la que va a trabajar el condensador es de unos 20 kHz, que es más de cinco veces menor que la frecuencia de resonancia.

-En segundo lugar se comprueba si el valor de ESR a la frecuencia de conmutación es adecuado para que el rizado en el módulo termoelectrico no se vea afectado dentro de los límites establecidos en las especificaciones.

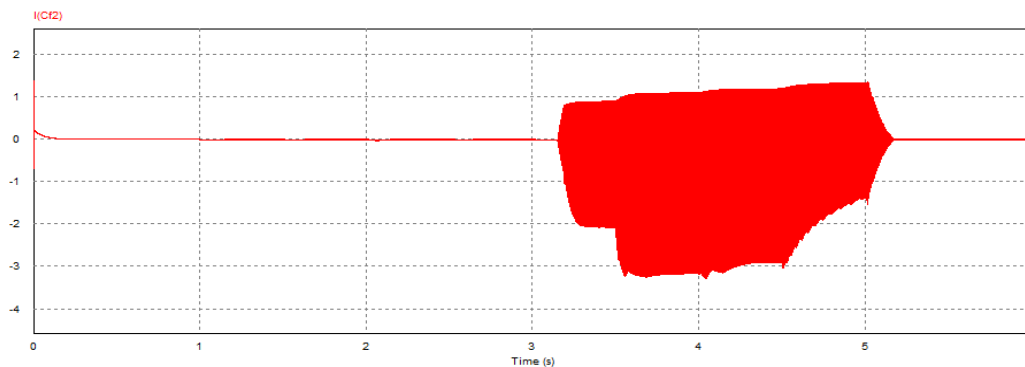
ELECTRICAL DATA AND ORDERING CODE																
U _{NDC} AT 85 °C (V)	CAP. ⁽⁶⁾ (μF)	DIMENSION ⁽⁵⁾ (mm)			P1 (mm)	P2 (mm)	dV/dt (V/μs)	I _{PEAK} (A)	I _{RMS} ⁽²⁾ (A)		ESR ⁽³⁾ (mΩ)		tan δ 10 kHz ($< 10^{-4}$) ⁽⁴⁾		ORDERING CODE ⁽¹⁾	
		w	h	l					2 PINS	4 PINS	2 PINS	4 PINS	2 PINS	4 PINS		
500	U _{OPDC} AT 70 °C = 600 V, U _{OPDC} AT 105 °C = 350 V															
	22	21.5	38.5	43	37.5	10.2	20	440	9	10	9	7	210	200	MKP1848C62250JP*	
	25	21.5	38.5	43	37.5	10.2	20	500	9	10	8	6	210	200	MKP1848C62550JP*	
	30	24	44	42	37.5	10.2	20	600	11	13	7	5	210	200	MKP1848C63050JP*	
	35	24	44	42	37.5	10.2	20	700	12	14	6	4.5	210	200	MKP1848C63550JP*	
	40	30	45	42	37.5	10.2/20.3	20	800	13	15	5	4	210	200	MKP1848C64050JP*	
	45	30	45	42	37.5	10.2/20.3	20	900	14	16	4.5	3.5	210	200	MKP1848C64550JP*	
	50	30	45	42	37.5	10.2/20.3	20	1000	15	17	4	3	210	200	MKP1848C65050JP*	
	55	30	57	42	37.5	20.3	20	1100	16	18	3.5	3	210	200	MKP1848C65550JP*	
	60	30	57	42	37.5	20.3	20	1200	16	18	3.5	3	210	200	MKP1848C66050JP*	
	65	30	57	42	37.5	20.3	20	1300	18	19	2.5	2	210	200	MKP1848C66550JP*	
	50	25	45	57.5	52.5	10.2	10	500	10	11	7	6	450	400	MKP1848C65050JY*	
	55	25	45	57.5	52.5	10.2	10	550	11	13	7	6	450	400	MKP1848C65550JY*	
	60	30	45	57.5	52.5	20.3	10	600	12	14	6	5	450	400	MKP1848C66050JY*	
	65	30	45	57.5	52.5	20.3	10	650	12	14	6	5	450	400	MKP1848C66550JY*	
	70	30	45	57.5	52.5	20.3	10	700	13	15	6	5	450	400	MKP1848C67050JY*	
	75	35	50	57.5	52.5	20.3	10	750	14	16	5	4	450	400	MKP1848C67550JY*	
	80	35	50	57.5	52.5	20.3	10	800	15	17	4.5	3	450	400	MKP1848C68050JY*	
	90	35	50	57.5	52.5	20.3	10	900	16	18	4	3	450	400	MKP1848C69050JY*	
	100	35	50	57.5	52.5	20.3	10	1000	17	19	4	3	450	400	MKP1848C71050JY*	
	110	45	45	57.5	52.5	20.3	10	1100	-	19	-	2.5	-	450	MKP1848C71150JY5	
	120	45	45	57.5	52.5	20.3	10	1200	-	19	-	2.5	-	450	MKP1848C71250JY5	
	250 ⁽⁶⁾	70	65	57.5	52.5	20.3	4	1000	-	25	-	2	-	450	MKP1848C72550JY5	
500 ⁽⁷⁾	130	65	57.5	52.5	20.3	2	1000	-	45	-	1.5	-	500	MKP1848C75050JY5		

Tabla 2.6: Características condensador MKP1848C6 de Vishay

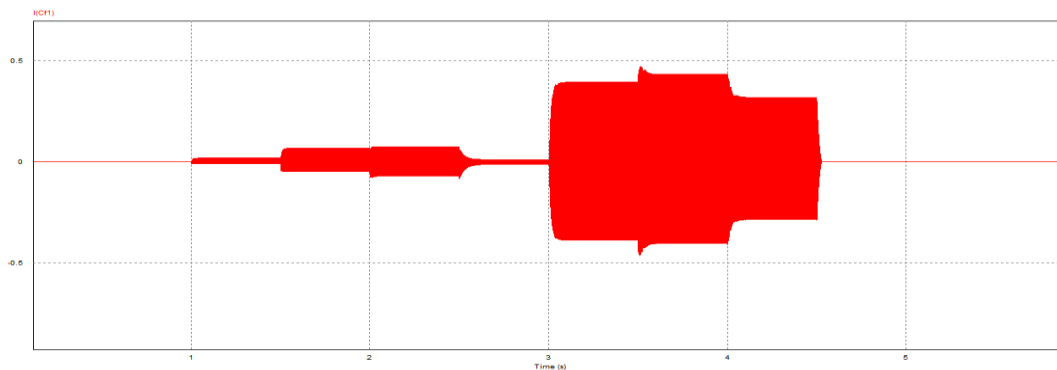
Para el condensador seleccionado de 50 μF y 500 V, en el rango de frecuencias de 10 a 70 kHz donde se encuentra la frecuencia de conmutación, la resistencia serie equivalente ESR es de 3-4 mΩ por lo que es prácticamente similar al primer caso analizado. El fabricante proporciona el valor del factor de disipación Df=tanδ por lo que se puede calcular la ESR a la frecuencia de conmutación:

$$ESR = \frac{\tan \delta}{2\pi \cdot f \cdot C} = \frac{210 \cdot 10^{-4}}{2\pi \cdot 20 \text{ kHz} \cdot 50 \mu H} = 3,34 \text{ m}\Omega$$

En la tabla de características del condensador seleccionado se puede observar que la corriente de pico máxima que puede soportar dicho condensador es de $I_{peak}=1000$ A y una corriente eficaz de $I_{rms}=15-17$ A a una frecuencia de 10 kHz. En este caso la corriente se repartirá por cada uno de los tres condensadores y en el peor de los casos, cada uno tendrá que soportar picos de corriente de hasta 3-4 A cuando el convertidor está en MCD y una corriente eficaz máxima de 1,5 A, inferior al valor de las hojas de características por lo que el condensador seleccionado es válido para el Cf.



Gráfica 2.40: Corriente ICf para todo el rango de D (Opción 2, Configuración A)



Gráfica 2.41: Corriente ICf para todo el rango de D (Opción 2, Configuración B)

A partir del valor de la ESR de 4 mΩ y la corriente eficaz máxima que circulara por cada uno de los condensadores, se calculan las pérdidas máximas debidas a su resistencia asociada tanto en cada uno de los condensadores como en total de Cf:

$$P_{loss} = ESR \cdot I_{rms}^2 = 4 \text{ m}\Omega \cdot (1,5 \text{ A})^2 = 9 \text{ mW}$$

$$P_{loss total} = 2 \cdot P_{loss} = 2 \cdot 9 \text{ mW} = 18 \text{ mW}$$

Debido al bajo valor de ESR que presenta este tipo de condensadores y a pesar de que la corriente eficaz máxima que circulara por él ya es un valor considerable, el condensador apenas se va a calentar por lo que se da por válido desde el punto de vista térmico. Finalmente con esta configuración para el condensador de entrada se ha conseguido aumentar la fiabilidad del equipo, además de reducir el valor de la ESR total que verá el módulo termoelectrónico y por consiguiente el rizado de tensión y corriente apenas se verá afectado.

CONDENSADOR DE SALIDA (Cout)

Al igual que para el caso del condensador de entrada se ha seleccionado el que mejor se ajusta a las necesidades de capacidad y de tensión y cuya ESR es menor, pero en este caso se ha escogido un condensador electrolítico de aluminio que aunque presenta una ESR mayor que el condensador de película, el coste es inferior y además a la salida del convertidor no se requiere un rizado de tensión tan restrictivo como a la entrada en el módulo termoelectrico. Debido al valor de la ESR se debe valorar las pérdidas que se pueden producir en este condensador ya que podría afectar notablemente en el rendimiento total o incluso destruir el condensador por sobrecalentamiento.

Tras observar varios condensadores electrolíticos de capacidad 470 μF se puede determinar que utilizando sólo un condensador no se puede evitar el problema de sobrecalentamiento y corriente de rizado admisible, ya que la corriente que pueden soportar dichos condensadores está por debajo de la corriente que va a circular por él, salvo que se utilice un condensador con capacidad y tensión muy por encima de las necesarias, ya que el valor de ESR disminuye según aumentan estos parámetros. Para este problema, se puede optar por elegir condensadores con menor capacidad que el elegido anteriormente y conectarlos en paralelo. De esta forma al igual que para el condensador de entrada, sumando sus capacidades se obtiene el valor de capacidad necesario y además se reduce el valor de ESR equivalente. También, al dividirse la corriente por cada condensador, las pérdidas en cada condensador son menores que para el caso de utilizar uno solo y por tanto el calentamiento es menor.

1ª Opción analizada (Cinco condensadores de capacidad 120 μF en paralelo)

Se decide colocar cinco condensadores electrolíticos de aluminio de menor capacidad en paralelo de forma que se reparte el pico de corriente de forma que así se evita que uno solo se encargue de absorber todo el rizado y también se reduce el calentamiento, lo que supone un aumento de su vida útil. Además si uno de los condensadores falla, se puede retirar y el equipo podría seguir funcionando.

Por otra parte al colocar cinco condensadores de 120 μF en paralelo se consigue una capacidad total de 600 μF , superior al cálculo teórico, de forma que se reducirá el rizado de tensión a la salida del convertidor, aunque la ESR del condensador podría aumentarlo respecto al cálculo ideal. Otra ventaja de esta configuración es que la resistencia asociada ESR total es el paralelo de cada resistencia ESR individual consiguiendo también reducir la ESR que verá la carga a la salida del convertidor y en consecuencia menor es la limitación en la absorción del rizado.

Se ha seleccionado el condensador electrolítico B43644B6127M000 de EPCOS del destituidor Farnell con un precio de 8,60 € cuyas principales características son:

EPCOS B43644B6127M000 Condensador Electrolítico, Encaje a Presión, Serie B43644, 120 μF , $\pm 20\%$, 500 V, 25 mm, 0.71 ohm

Información del producto

• Rango de Producto	Serie B43644
• Capacidad	120 μF
• Tolerancia, Capacitancia	$\pm 20\%$
• Tensión Nominal	500V
• Diámetro	25mm
• Resistencia ESR	0.71 ohm
• Altura	40mm
• Separación de Terminales	10mm
• Vida Útil a Temperatura	2000 horas a 105°C
• Temperatura de Trabajo Mín.	-40°C
• Temperatura de Trabajo Máx.	105°C



Fabricante: EPCOS
Código Farnell: 2434880
Referencia del fabricante: B43644B6127M000

Technical Data Sheet (686.74KB) EN

Figura 2.38: Condensador electrolítico de 120 μF y características principales

Cálculo y validación

En primer lugar se comprueba que la frecuencia de resonancia del condensador este por debajo de la frecuencia de conmutación:

$$f_R = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{LC}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{120 \mu\text{F} \cdot 20 \text{ nH}}} = 102,73 \text{ kHz}$$

La frecuencia a la que va a trabajar el condensador es de unos 20 kHz, más de cinco veces menor que la frecuencia de resonancia.

En segundo lugar se comprueba el valor de ESR a la frecuencia de conmutación. Normalmente el fabricante proporciona el valor de ESR a una frecuencia de 100-120 Hz y una temperatura de trabajo de 20-25°C.

C _R 100 Hz 20 °C μF	Case dimensions d x l mm	ESR _{typ} 100 Hz 20 °C m Ω	ESR _{typ} 300 Hz 60 °C m Ω	Z _{max} 10 kHz 20 °C m Ω	I _{AC, max} 100 Hz 60 °C A	I _{AC, max} 100 Hz 85 °C A	I _{AC, R⁽⁵⁾} 100 Hz 105 °C A	Ordering code (composition see below)
V _R = 500 V DC								
39	22 x 25	2150	520	3040	1.02	0.76	0.36	B43644A6396M0*#
47	22 x 30	1790	430	2520	1.16	0.86	0.41	B43644A6476M0*#
56	22 x 30	1500	360	2120	1.32	0.97	0.47	B43644A6566M0*#
56	25 x 25	1510	370	2140	1.33	0.99	0.47	B43644B6566M0*#
68	22 x 35	1240	300	1750	1.52	1.12	0.54	B43644A6686M0*#
68	25 x 30	1240	300	1760	1.52	1.12	0.54	B43644B6686M0*#
82	22 x 40	1030	250	1450	1.74	1.29	0.62	B43644A6826M0*#
82	25 x 30	1030	250	1470	1.73	1.28	0.61	B43644B6826M0*#
82	30 x 25	1040	270	1480	1.78	1.31	0.63	B43644C6826M0*#
100	25 x 45	840	200	1190	2.03	1.50	0.72	B43644A6107M0*#
100	30 x 35	850	210	1200	2.00	1.48	0.71	B43644B6107M0*#
100	30 x 30	850	210	1210	2.02	1.50	0.72	B43644C6107M0*#
120	22 x 50	700	170	1000	2.34	1.74	0.83	B43644A6127M0*#
120	25 x 40	710	170	1000	2.29	1.69	0.81	B43644B6127M0*#
120	30 x 30	720	180	1020	2.28	1.69	0.81	B43644C6127M0*#
120	35 x 25	730	200	1040	2.33	1.72	0.82	B43644D6127M0*#
150	25 x 50	560	140	800	2.72	2.01	0.97	B43644A6157M0*#
150	30 x 35	570	150	820	2.66	1.97	0.95	B43644B6157M0*#
150	35 x 30	580	160	830	2.70	2.00	1.02	B43644C6157M0*#
180	25 x 55	470	120	670	3.13	2.32	1.12	B43644A6187M0*#
180	30 x 40	480	120	680	3.04	2.25	1.15	B43644B6187M0*#
180	35 x 35	490	130	690	3.05	2.26	1.16	B43644C6187M0*#
220	30 x 50	390	100	560	3.53	2.62	1.34	B43644A6227M0*#
220	35 x 35	400	110	580	3.45	2.55	1.30	B43644B6227M0*#
270	30 x 55	320	80	460	4.12	3.05	1.56	B43644A6277M0*#
270	35 x 45	320	90	470	4.02	2.98	1.53	B43644B6277M0*#
330	35 x 50	270	75	380	4.64	3.44	1.75	B43644A6337M0*#
390	35 x 55	230	65	330	5.23	3.87	1.98	B43644A6397M0*#

Tabla 2.7: Características eléctricas del condensador B43644A6127M0 de Epcos

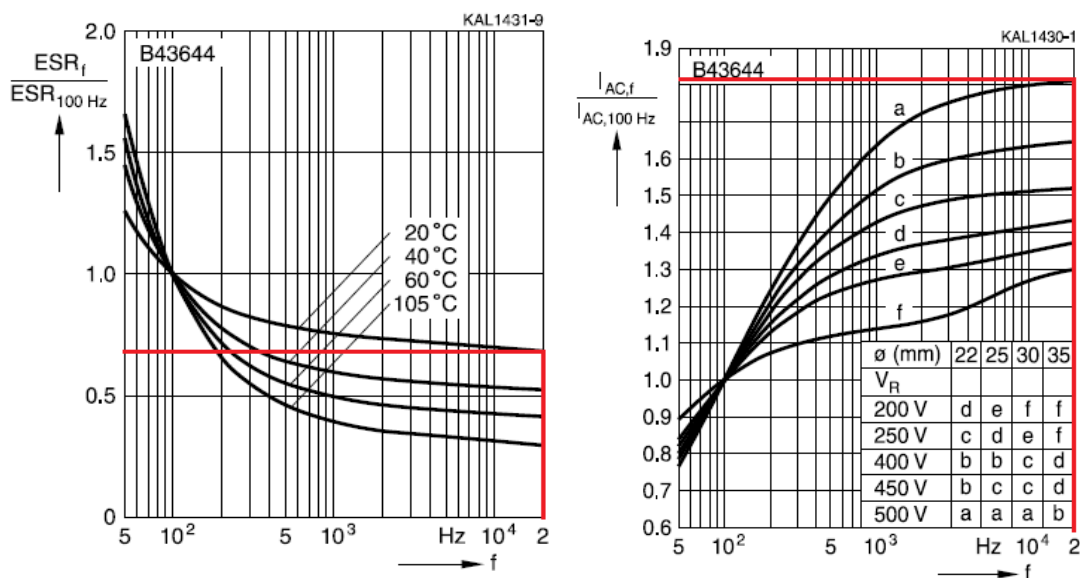
A partir de la impedancia máxima a 10 kHz y 20°C se calcula el valor de la ESR como:

$$ESR = \sqrt{Z^2 - \left(2 \cdot \pi \cdot f \cdot L - \frac{-1}{2\pi \cdot f \cdot C}\right)^2}$$

$$ESR(10kHz) = \sqrt{1\Omega^2 - \left(2 \cdot \pi \cdot 10k \cdot 20nH - \frac{-1}{2\pi \cdot 10k \cdot 120\mu F}\right)^2} = 991 m\Omega$$

El valor de la ESR disminuye con la frecuencia y la temperatura y en este caso el fabricante proporciona una gráfica en la que a partir del valor de ESR (100 Hz, 20°C) se puede estimar la ESR para diferentes frecuencias y temperaturas. A la frecuencia de conmutación y con una temperatura mínima de 20°C (aunque la temperatura de trabajo del condensador será mayor) la ESR estimada es:

$$ESR(20kHz, 20^\circ C) = 0,7 \cdot ESR(100Hz, 20^\circ C) = 0,7 \cdot 700 m\Omega \approx 500 m\Omega$$

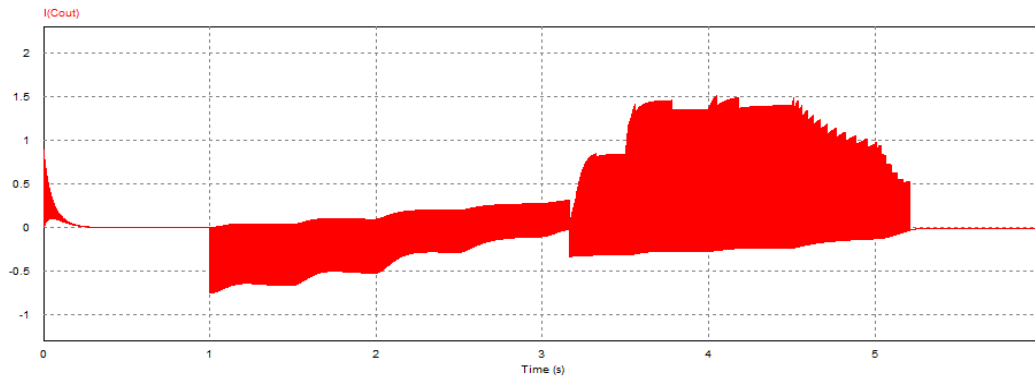


Gráfica 2.42: Cálculo de ESR e Irms para condensador EPCOS

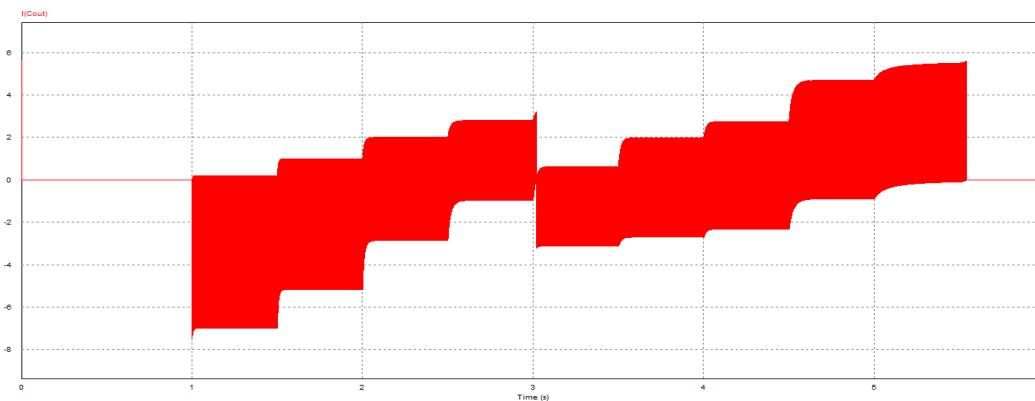
En la tabla de características del condensador seleccionado se puede observar que la corriente eficaz admisible es de $I_{rms}=2,34 A$ (100Hz, 60°C). La corriente que puede soportar el condensador aumenta con la frecuencia y disminuye con la temperatura y en este caso el fabricante proporciona una gráfica en la que a partir del valor de I_{rms} (100 Hz, t°) se puede estimar la I_{rms} para diferentes frecuencias. Como el rango de temperatura nominal de trabajo es de unos 85°C, a la frecuencia de conmutación y a dicha temperatura el valor de la corriente I_{rms} es:

$$I_{rms}(20kHz, 85^\circ C) = 1,82 \cdot I_{rms}(100Hz, 85^\circ C) = 1,82 \cdot 1,74 A \approx 3,2 A$$

En este caso la corriente se repartirá por cada uno de los cinco condensadores y en el peor de los casos, cada uno tendrá que soportar picos de corriente de hasta 7 A y una corriente eficaz máxima de 2,4 A, inferior al valor calculado de las hojas de características por lo que el condensador seleccionado es válido para el Cout.



Gráfica 2.43: Corriente ICout para todo el rango de D (Opción 1, Configuración A)



Gráfica 2.44: Corriente ICout para todo el rango de D (Opción 1, Configuración B)

A partir del valor de la ESR de 500 mΩ y la corriente eficaz máxima que circulara por cada uno de los condensadores, se calculan las pérdidas máximas debidas a su resistencia asociada tanto en cada uno de los condensadores como en total de Cout:

$$P_{loss} = ESR \cdot I_{rms}^2 = 500 \text{ m}\Omega \cdot (2,4 \text{ A})^2 \approx 3 \text{ W}$$

$$P_{loss total} = 5 \cdot P_{loss} = 5 \cdot 3 \text{ W} = 15 \text{ W}$$

Debido al alto valor de ESR que presenta este tipo de condensadores y que además la corriente eficaz máxima que circulara ya es un valor considerable, el condensador se va a calentar pero nunca por encima de la temperatura máxima por lo que se da por válido desde el punto de vista térmico. Finalmente con esta configuración para el condensador de salida se ha conseguido aumentar la fiabilidad del equipo, además de reducir el valor de la ESR total que verá la carga a la salida del convertidor. En este caso debido a que todavía la ESR tiene un valor alto en comparación con el condensador de entrada, el rizado de tensión a la salida podría verse afectado y las pérdidas son considerables.

2ª Opción analizada (Dos electrolíticos de 220 uF y uno de película de 50 uF en paralelo)

Debido al alto valor de ESR de la configuración anterior se decide analizar una nueva configuración colocando dos condensadores electrolíticos en paralelo con un condensador de película. De esta forma debido al bajo valor de ESR que presenta el condensador de película, casi toda la corriente circulara por él y las pérdidas de potencia totales se reducirán.

Por otra parte al colocar dos condensadores de 220 uF y uno de 50 uF en paralelo se consigue una capacidad total de 490 uF, similar al cálculo teórico, de forma que el rizado de tensión a la salida del convertidor, aunque puede ser mayor debido a la ESR de los condensadores electrolíticos, la resistencia asociada ESR total es el paralelo de cada resistencia ESR individual consiguiendo también reducir la ESR que verá la carga a la salida del convertidor y en consecuencia menor es la limitación en la absorción del rizado.

Para los condensadores electrolíticos se ha seleccionado el B43644B6227M000 de EPCOS del destituidor Farnell con un precio de 12,88 € cuyas principales características son:

EPCOS B43644B6227M000 Condensador Electrolítico, Encaje a Presión, Serie B43644, 220 µF, ± 20%, 500 V, 35 mm, 0.4 ohm

Información del producto

• Rango de Producto	Serie B43644
• Capacidad	220µF
• Tolerancia, Capacitancia	± 20%
• Tensión Nominal	500V
• Diámetro	35mm
• Resistencia ESR	0.4ohm
• Altura	35mm
• Separación de Terminales	10mm
• Vida Útil a Temperatura	2000 horas a 105°C
• Temperatura de Trabajo Mín.	-40°C
• Temperatura de Trabajo Máx.	105°C



Fabricante: EPCOS
Código Farnell: 2434877
Referencia del fabricante
B43644B6227M000

Technical Data Sheet (686.74KB) EN

Figura 2.39: Condensador electrolítico de 220 uF y características principales

Cálculo y validación

En primer lugar se comprueba que la frecuencia de resonancia del condensador este por debajo de la frecuencia de conmutación:

$$f_R = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{LC}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{220 \mu F \cdot 20 nH}} = 75,87 \text{ kHz}$$

La frecuencia a la que va a trabajar el condensador es de unos 20 kHz, casi cuatro veces menor que la frecuencia de resonancia.

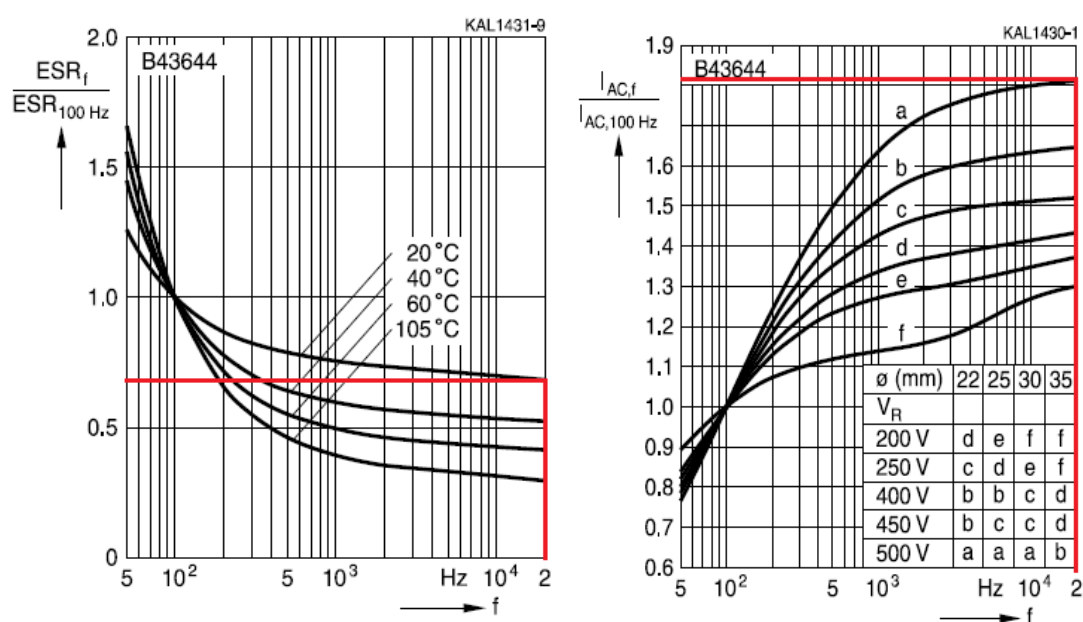
En segundo lugar se comprueba el valor de ESR a la frecuencia de conmutación. Normalmente el fabricante proporciona el valor de ESR a una frecuencia de 100-120 Hz y una temperatura de trabajo de 20-25°C.

C_R 100 Hz 20 °C μF	Case dimensions d × l mm	ESR_{typ} 100 Hz 20 °C mΩ	ESR_{typ} 300 Hz 60 °C mΩ	Z_{max} 10 kHz 20 °C mΩ	$I_{AC,max}$ 100 Hz 60 °C A	$I_{AC,max}$ 100 Hz 85 °C A	$I_{AC,R}^{(5)}$ 100 Hz 105 °C A	Ordering code (composition see below)
$V_R = 500 \text{ V DC}$								
39	22 × 25	2150	520	3040	1.02	0.76	0.36	B43644A6396M0*#
47	22 × 30	1790	430	2520	1.16	0.86	0.41	B43644A6476M0*#
56	22 × 30	1500	360	2120	1.32	0.97	0.47	B43644A6566M0*#
56	25 × 25	1510	370	2140	1.33	0.99	0.47	B43644B6566M0*#
68	22 × 35	1240	300	1750	1.52	1.12	0.54	B43644A6686M0*#
68	25 × 30	1240	300	1760	1.52	1.12	0.54	B43644B6686M0*#
82	22 × 40	1030	250	1450	1.74	1.29	0.62	B43644A6826M0*#
82	25 × 30	1030	250	1470	1.73	1.28	0.61	B43644B6826M0*#
82	30 × 25	1040	270	1480	1.78	1.31	0.63	B43644C6826M0*#
100	22 × 45	840	200	1190	2.03	1.50	0.72	B43644A6107M0*#
100	25 × 35	850	210	1200	2.00	1.48	0.71	B43644B6107M0*#
100	30 × 30	850	210	1210	2.02	1.50	0.72	B43644C6107M0*#
120	22 × 50	700	170	1000	2.34	1.74	0.83	B43644A6127M0*#
120	25 × 40	710	170	1000	2.29	1.69	0.81	B43644B6127M0*#
120	30 × 30	720	180	1020	2.28	1.69	0.81	B43644C6127M0*#
120	35 × 25	730	200	1040	2.33	1.72	0.82	B43644D6127M0*#
150	25 × 50	560	140	800	2.72	2.01	0.97	B43644A6157M0*#
150	30 × 35	570	150	820	2.66	1.97	0.95	B43644B6157M0*#
150	35 × 30	580	160	830	2.70	2.00	1.02	B43644C6157M0*#
180	25 × 55	470	120	670	3.13	2.32	1.12	B43644A6187M0*#
180	30 × 40	480	120	680	3.04	2.25	1.15	B43644B6187M0*#
180	35 × 35	480	130	690	3.05	2.26	1.16	B43644C6187M0*#
220	30 × 50	390	100	560	3.53	2.62	1.34	B43644A6227M0*#
220	35 × 35	400	110	580	3.45	2.55	1.30	B43644B6227M0*#
270	30 × 55	320	80	460	4.12	3.05	1.56	B43644A6277M0*#
270	35 × 45	320	90	470	4.02	2.98	1.53	B43644B6277M0*#
330	35 × 50	270	75	380	4.64	3.44	1.75	B43644A6337M0*#
390	35 × 55	230	65	330	5.23	3.87	1.98	B43644A6397M0*#

Tabla 2.8: Características eléctricas del condensador B43644A61227M0 de Epcos

En este caso el fabricante proporciona una gráfica en la que a partir del valor de ESR (100 Hz, 20°C) se puede estimar la ESR para diferentes frecuencias y temperaturas. A la frecuencia de conmutación y con una temperatura mínima de 20°C (aunque la temperatura de trabajo del condensador será mayor) la ESR estimada es:

$$ESR(20kHz, 20^\circ C) = 0,7 \cdot ESR(100Hz, 20^\circ C) = 0,7 \cdot 390 \text{ m}\Omega \approx 280 \text{ m}\Omega$$

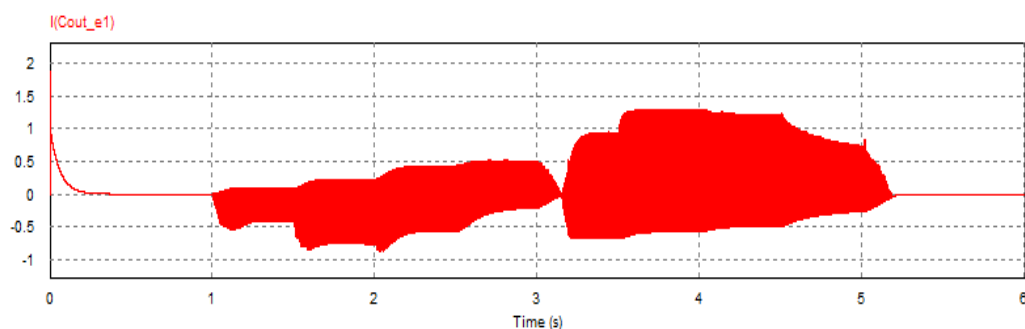


Gráfica 2.45: Cálculo de ESR e Irms para condensador EPCOS

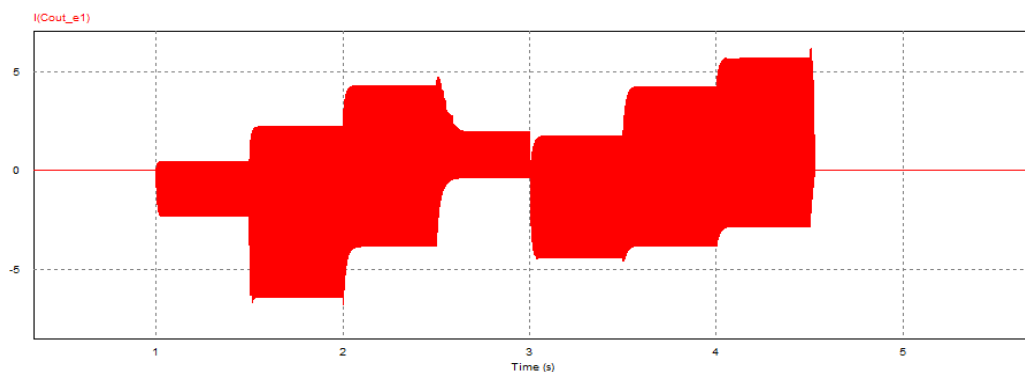
En la tabla de características del condensador seleccionado se puede observar que la corriente eficaz admisible es de $I_{rms}=3,53 \text{ A}$ (100Hz, 60°C). La corriente que puede soportar el condensador aumenta con la frecuencia y disminuye con la temperatura y en este caso el fabricante proporciona una gráfica en la que a partir del valor de I_{rms} (100 Hz, t^a) se puede estimar la I_{rms} para diferentes frecuencias. Como el rango de temperatura nominal de trabajo es de unos 85°C, a la frecuencia de conmutación y a dicha temperatura el valor de la corriente I_{rms} es:

$$I_{rms}(20kHz, 85^{\circ}C) = 1,82 \cdot I_{rms}(100Hz, 85^{\circ}C) = 1,82 \cdot 2,62 \text{ A} \approx 4,8 \text{ A}$$

En este caso la corriente se repartirá por cada uno de los cuatro condensadores pero de forma desigual ya que presentan distintas ESR. En el peor de los casos, cada uno de los condensadores electrolíticos tendrá que soportar picos de corriente de hasta 6 A y una corriente eficaz máxima de 3,2 A, inferior al valor calculado de las hojas de características por lo que el condensador seleccionado es válido.



Gráfica 2.46: Corriente I_{Cout} (electrolíticos) para el rango de D (Opción 2, Configuración A)



Gráfica 2.47: Corriente I_{Cout} (electrolíticos) para el rango de D (Opción 2, Configuración B)

A partir del valor de la ESR de 280 mΩ y la corriente eficaz máxima que circulara por cada uno de los condensadores electrolíticos, se calculan las pérdidas máximas debidas a su resistencia asociada:

$$P_{loss} = ESR \cdot I_{rms}^2 = 280 \text{ m}\Omega \cdot (3,2 \text{ A})^2 \approx 2,87 \text{ W}$$

$$P_{loss\text{total_electroliticos}} = 2 \cdot P_{loss} = 2 \cdot 2,87 \text{ W} = 5,75 \text{ W}$$

Para el condensador de película se ha seleccionado el MKP1848C65050JP5 de VISHAY del distribuidor Farnell con un precio de 16,82 € cuyas principales características son:

VISHAY MKP1848C65050JP5 Condensador de Película, Serie MKP1848C, 50 μ F, \pm 5%, PP (Polipropileno), 500 V

Información del producto

• Rango de Producto	Serie MKP1848C
• Capacidad	50 μ F
• Tolerancia, Capacitancia	\pm 5%
• Tipo de Dieléctrico del Condensador	PP (Polipropileno)
• Tensión Nominal	500V
• Tipo de Condensador	-
• Terminales del Condensador	Con Conexión Radial
• Encapsulado	Cinta Cortada
• Separación de Terminales	-
• Temperatura de Trabajo Min.	-
• Temperatura de Trabajo Máx.	85°C



Fabricante: VISHAY
Código Farnell: 2420019
Referencia del fabricante: MKP1848C65050JP5

Technical Data Sheet (186.26KB) EN

Figura 2.40: Condensador de película de 50 μ F y características principales

Cálculo y validación

En primer lugar se comprueba que la frecuencia de resonancia del condensador este por debajo de la frecuencia de conmutación:

$$fR = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{LC}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{50 \mu F \cdot 40 nH}} = 112,5 \text{ kHz}$$

La frecuencia a la que va a trabajar el condensador es de unos 20 kHz, que es casi seis veces menor que la frecuencia de resonancia.

En segundo lugar se comprueba si el valor de ESR a la frecuencia de conmutación es adecuado para que el rizado en el módulo termoelectrónico no se vea afectado dentro de los límites establecidos en las especificaciones.

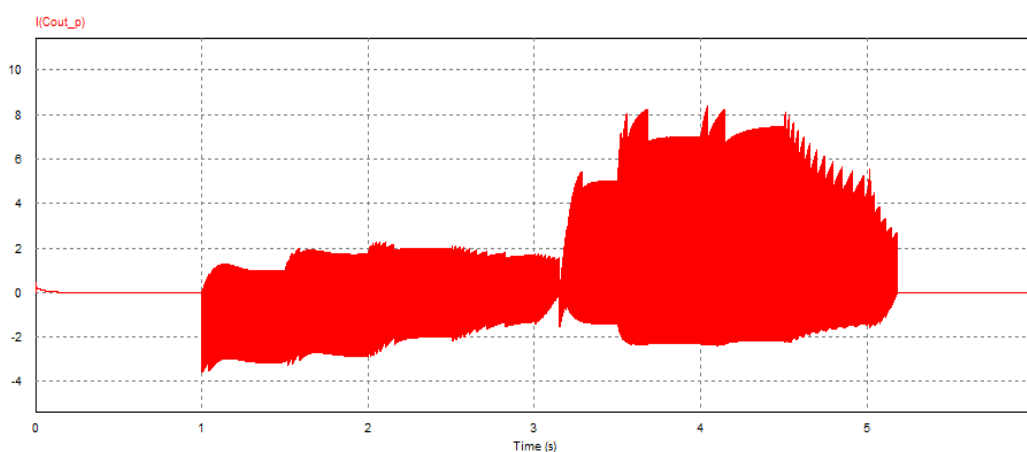
ELECTRICAL DATA AND ORDERING CODE															
U _{ND} C AT 85 °C (V)	CAP. ⁽⁶⁾ (μF)	DIMENSION ⁽⁵⁾ (mm)			P1 (mm)	P2 (mm)	dV/dt (V/μs)	I _{PEAK} (A)	I _{RMS} ⁽²⁾ (A)		ESR ⁽³⁾ (mΩ)		tan δ 10 kHz ($< 10^{-4}$) ⁽⁴⁾	ORDERING CODE ⁽¹⁾	
		w	h	l					2 PINS	4 PINS	2 PINS	4 PINS	2 PINS		4 PINS
U _{OPDC} AT 70 °C = 600 V, U _{OPDC} AT 105 °C = 350 V															
500	22	21.5	38.5	43	37.5	10.2	20	440	9	10	9	7	210	200	MKP1848C62250JP*
	25	21.5	38.5	43	37.5	10.2	20	500	9	10	8	6	210	200	MKP1848C62550JP*
	30	24	44	42	37.5	10.2	20	600	11	13	7	5	210	200	MKP1848C63050JP*
	35	24	44	42	37.5	10.2	20	700	12	14	6	4.5	210	200	MKP1848C63550JP*
	40	30	45	42	37.5	10.2/20.3	20	800	13	15	5	4	210	200	MKP1848C64050JP*
	45	30	45	42	37.5	10.2/20.3	20	900	14	16	4.5	3.5	210	200	MKP1848C64550JP*
	50	30	45	42	37.5	10.2/20.3	20	1000	15	17	4	3	210	200	MKP1848C65050JP*
	55	30	57	42	37.5	20.3	20	1100	16	18	3.5	3	210	200	MKP1848C65550JP*
	60	30	57	42	37.5	20.3	20	1200	16	18	3.5	3	210	200	MKP1848C66050JP*
	65	30	57	42	37.5	20.3	20	1300	18	19	2.5	2	210	200	MKP1848C66550JP*
	50	25	45	57.5	52.5	10.2	10	500	10	11	7	6	450	400	MKP1848C65050JY*
	55	25	45	57.5	52.5	10.2	10	550	11	13	7	6	450	400	MKP1848C65550JY*
	60	30	45	57.5	52.5	20.3	10	600	12	14	6	5	450	400	MKP1848C66050JY*
	65	30	45	57.5	52.5	20.3	10	650	12	14	6	5	450	400	MKP1848C66550JY*
	70	30	45	57.5	52.5	20.3	10	700	13	15	6	5	450	400	MKP1848C67050JY*
	75	35	50	57.5	52.5	20.3	10	750	14	16	5	4	450	400	MKP1848C67550JY*
	80	35	50	57.5	52.5	20.3	10	800	15	17	4.5	3	450	400	MKP1848C68050JY*
	90	35	50	57.5	52.5	20.3	10	900	16	18	4	3	450	400	MKP1848C69050JY*
	100	35	50	57.5	52.5	20.3	10	1000	17	19	4	3	450	400	MKP1848C71050JY*
	110	45	45	57.5	52.5	20.3	10	1100	-	19	-	2.5	-	450	MKP1848C71150JY5
	120	45	45	57.5	52.5	20.3	10	1200	-	19	-	2.5	-	450	MKP1848C71250JY5
250 ⁽⁶⁾	70	65	57.5	52.5	20.3	4	1000	-	25	-	2	-	450	MKP1848C72550JY5	
500 ⁽⁷⁾	130	65	57.5	52.5	20.3	2	1000	-	45	-	1.5	-	500	MKP1848C75050JY5	

Tabla 2.9: Características condensador MKP1848C6 de Vishay

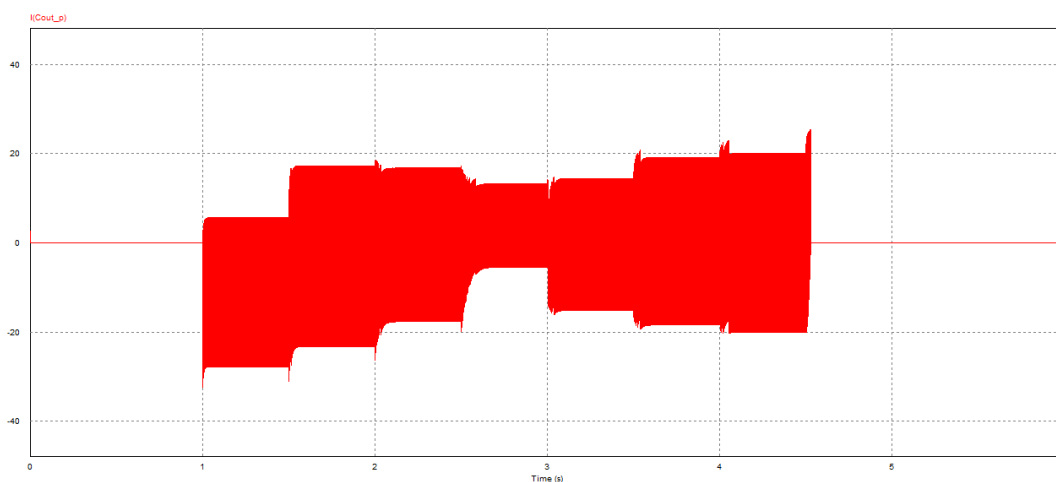
Para el condensador seleccionado de 50 μF y 500 V, en el rango de frecuencias de 10 a 70 kHz donde se encuentra la frecuencia de conmutación, la resistencia serie equivalente ESR es de 3-4 m Ω . El fabricante proporciona el valor del factor de disipación $Df=\tan\delta$ por lo que se puede calcular la ESR a la frecuencia de conmutación:

$$ESR = \frac{\tan \delta}{2\pi \cdot f \cdot C} = \frac{210 \cdot 10^{-4}}{2\pi \cdot 20\text{kHz} \cdot 50\mu\text{H}} = 3,34 \text{ m}\Omega$$

En la tabla de características del condensador seleccionado se puede observar que la corriente de pico máxima que puede soportar dicho condensador es de $I_{\text{peak}}=1000 \text{ A}$ y una corriente eficaz de $I_{\text{rms}}=15\text{-}17 \text{ A}$ a una frecuencia de 10 kHz. En este caso la corriente se reparte de forma desigual entre los condensadores electrolíticos y el condensador de película por lo que en el peor de los casos, el condensador de película deberá soportar picos de corriente de hasta 30 A y una corriente eficaz máxima de 7,6 A, inferior al valor de las hojas de características por lo que el condensador seleccionado es válido.



Gráfica 2.48: Corriente I_{Cout} (película) para el rango de D (Opción 2, Configuración A)



Gráfica 2.49: Corriente I_{Cout} (película) para el rango de D (Opción 2, Configuración B)

A partir del valor de la ESR de $4 \text{ m}\Omega$ y la corriente eficaz máxima que circulara por el condensador de película, se calculan las pérdidas máximas debidas a su resistencia asociada como:

$$P_{\text{loss}_{\text{pelicula}}} = ESR \cdot I_{\text{rms}}^2 = 4 \text{ m}\Omega \cdot (7,6 \text{ A})^2 = 0,231 \text{ W}$$

Con esta configuración se ha conseguido reducir el valor de pérdidas en los condensadores al introducir el condensador de película, siendo las pérdidas totales de:

$$P_{\text{loss}_{\text{TOTAL}}} = P_{\text{loss}_{\text{ELCTROLITICOS}}} + P_{\text{loss}_{\text{PELICULA}}} = 5,75 \text{ W} + 0,231 \text{ W} \approx 6 \text{ W}$$

Debido al valor de ESR que presentan los condensadores electrolíticos y que además la corriente eficaz máxima que circulara por ellos ya es un valor considerable, los condensadores electrolíticos se van a calentar pero nunca por encima de la temperatura máxima por lo que se da por valido desde el punto de vista térmico. Para el caso del condensador de película debido su bajo valor de ESR, apenas se va a calentar. Finalmente con esta configuración para el condensador de salida se ha conseguido reducir notablemente el valor de la ESR total que verá la carga a la salida del convertidor y en consecuencia menor será la limitación de la absorción de rizado, aunque en este caso el rizado aumentara. Además las pérdidas de potencia totales en los condensadores de salida serán inferiores a los 10 W en el peor de los casos.

Por otra parte se podía pensar en colocar solo condensadores de película en lugar de condensadores electrolíticos para conseguir un bajo valor de ESR y en consecuencia unas mínimas pérdidas de potencia y un rizado mínimo, pero para un condensador de película de una capacidad de $400\text{-}500 \text{ uH}$ el coste es muy elevado y dado que no se requiere un rizado de tensión de salida específico y que toda la potencia será disipada en una resistencia, con esta última opción de configuración del condensador de salida se consigue un equilibrio entre el coste y las pérdidas de potencia.

2.3.4-Selección de los semiconductores de potencia

Para escoger los semiconductores de potencia que mejor se adapten al convertidor de potencia, es necesario observar tanto los valores de tensión como los de corriente que deberán soportar tanto S1, S2 y S3 en ton y toff.

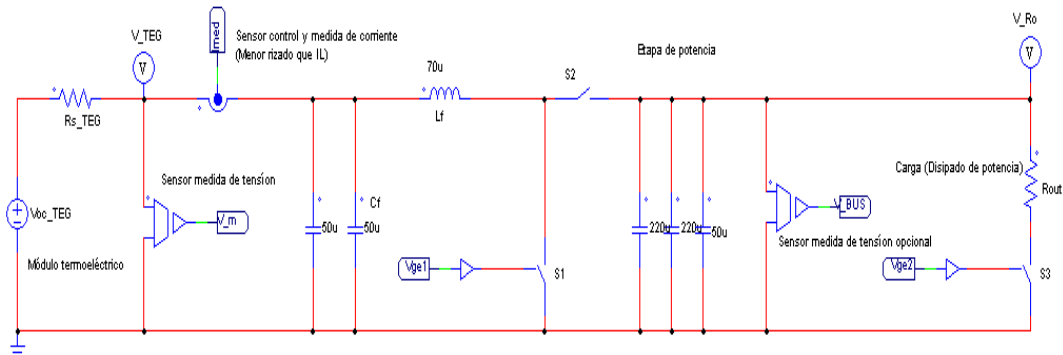


Figura 2.41: Semiconductores y estructura del convertidor

Los interruptores S1 y S3 soportan tensiones y corrientes positivas por lo que su diagrama de segmentos será:

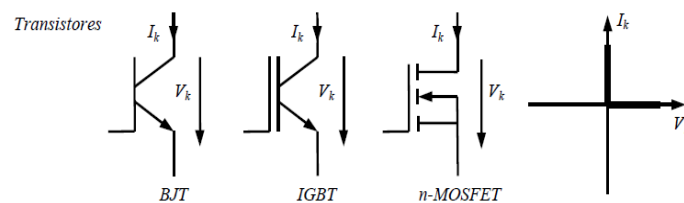


Figura 2.42: Transistores de potencia y diagrama de segmentos [1]

Este diagrama de segmentos se corresponde con un interruptor que puede ser un transistor BJT, un IGBT o un N-MOSFET. Debido a la frecuencia de conmutación y a los niveles de tensión y corriente que debe soportan los interruptores S1 y S3 se podría seleccionar tanto un Mosfet de canal N como un interruptor IGBT. Se valorarla la opción de colocar un Mosfet o un IGBT, seleccionado aquel que mejor se ajuste a la aplicación. En el caso del interruptor S2 debe soportar tensiones positivas y corrientes negativas por lo que de acuerdo al diagrama de segmentos el interruptor que se debe seleccionar en este caso es un diodo invertido.

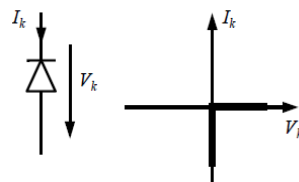


Figura 2.43: Diodo de potencia y diagrama de segmentos [1]

Tanto el IGBT o MOSFET como el diodo habrá que dimensionarlos para que soporten la tensión a la que van a estar sometidos, como la corriente que circula por ellos, además de tener en cuenta otros aspectos importantes como las pérdidas de potencia.

2.3.4.1-Selección del diodo

Es el semiconductor más sencillo que existe y consta de una única unión PN. Está formado por dos terminales, el ánodo (A) y el cátodo (K). Se trata de un dispositivo controlado que conduce si la corriente va de ánodo a cátodo y entra en corte si dicha corriente intenta ir en sentido contrario.

El diodo no es reversible ni en tensión ni en corriente y cumple que:

- En conducción: $I_{AK} > 0$ y $V_{AK} > 0$. En este caso el diodo está polarizado en directa.
- En corte: $V_{AK} < 0$ e $I_{AK} = 0$. El diodo está polarizado en inversa.

Se trata de un interruptor de conmutación natural que para entrar en conducción es necesario una diferencia de tensión mínima V_{AK} y durante la conducción el circuito equivalente del diodo está formado por una fuente de tensión (0,8-2V) en serie con una resistencia ($m\Omega$).

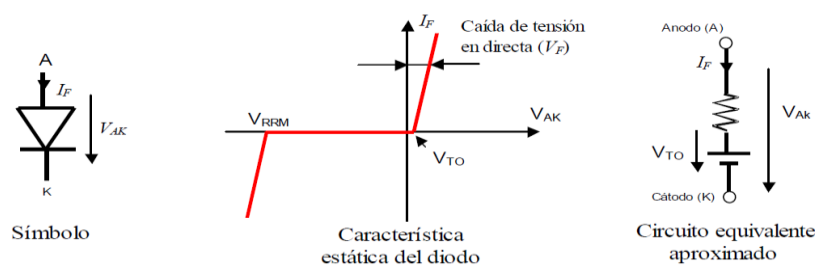
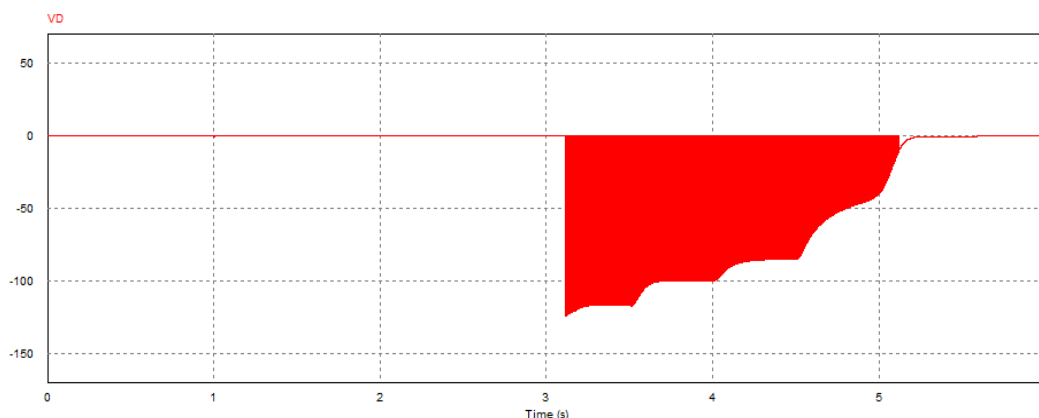
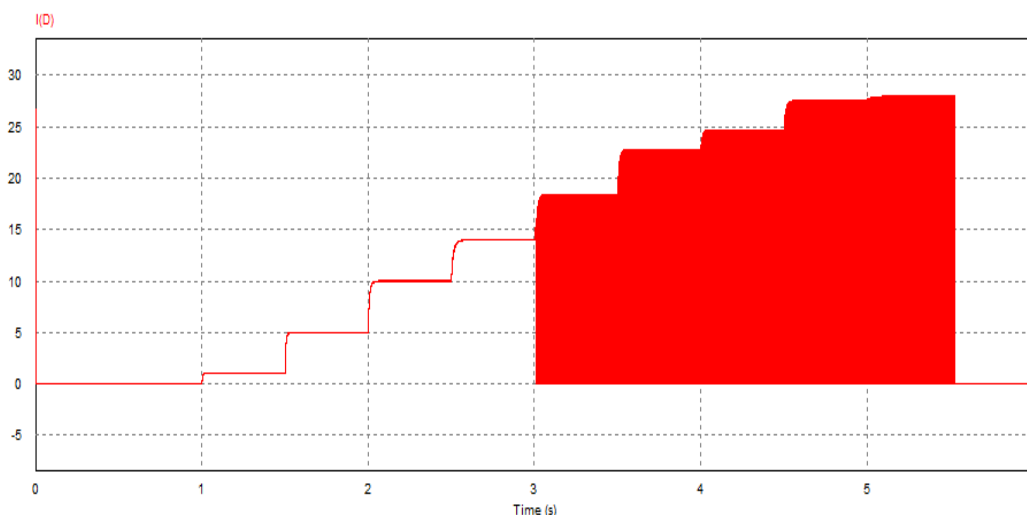


Figura 2.44: Modelo equivalente del diodo en conducción [1]

Para seleccionar el diodo se debe tener en cuenta tanto la corriente como la tensión que va a soportar, además de tener una resistencia asociada y una caída de tensión en conducción lo más baja posible. En el peor de los casos el diodo estará sometido a una tensión máxima que puede llegar hasta los 130 V en el caso de conectar la configuración de módulo TEG tipo A, y una corriente máxima con picos de hasta I_{sc} (28-30 A) cuando se conecta la configuración de módulo TEG tipo B.



Gráfica 2.50: Tensión en el diodo V_{dk} para todo el rango de D (Configuración tipo A)



Gráfica 2.51: Corriente en el diodo $I(D)$ para todo el rango de D (Configuración tipo B)

Aunque la tensión inversa máxima que debe soportar el diodo es de hasta 130 V, se sobredimensiona (teniendo en cuenta además posibles picos transitorios) para que sea capaz de soportar tensiones de hasta el doble de la tensión de circuito abierto V_{oc} (500-600 V) y una corriente directa conducida del doble de la corriente de cortocircuito I_{sc} (50-60 A), teniendo en cuenta el coste económico.

De acuerdo a estas características se ha seleccionado un diodo de potencia de recuperación rápida adecuado para fuentes de conmutación de alta frecuencia, con una resistencia y una caída de tensión mínima, además el encapsulado es apto para usar un radiador y con un precio económico (2,87 €) cuyas características principales son:

INFINEON IDW75E60 Diodo de Potencia Estándar, Único, 600 V, 120 A, 2 V, 220 A, 175 °C

Información del producto

• Configuración de Diodo	Único
• Tensión Inversa Repetitiva V_{rrm} , Máx.	600V
• Corriente Directa $I_F(AV)$	120A
• Tensión Directa V_F Máx.	2V
• Corriente Directa Transitoria I_{fsm} Máx.	220A
• Temperatura de Trabajo Máx.	175°C
• Estilo de la Carcasa del Diodo	TO-247
• Núm. de Pines	3 Pines
• Encapsulado	Individual
• Rango de Producto	IDW75 Series



Fabricante: INFINEON
Código Farnell: 2212801
Referencia del fabricante IDW75E60


 Technical Data Sheet (178.87KB) EN

Figura 2.45: Diodo y características principales

De acuerdo al diodo seleccionado IDW75E60 de INFINEON del distribuidor Farnell se comprueba que se ajusta a las características del convertidor para los siguientes criterios de selección:

Type	V_{RRM}	I_F	$V_F, T_J=25^\circ\text{C}$	$T_{J,max}$	Marking	Package
IDW75E60	600V	75A	1.65V	175°C	D75E60	PG-TO-247-3

Tabla 2.10: Datos técnicos del diodo IDW75E60 de Infineon

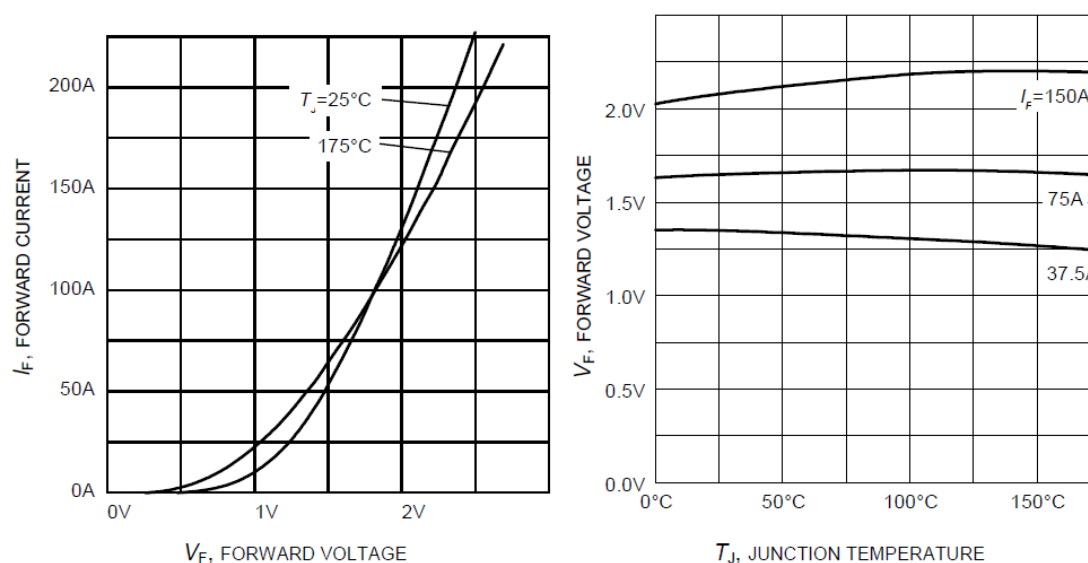
- **Máxima tensión inversa soportada.** Corresponde a la tensión de ruptura de la unión inversamente polarizada y superarla suele ser determinante, provocando del deterioro irreversible del componente. El fabricante suele proporcionar dos valores:
 - Tensión inversa máxima repetitiva V_{RRM} : $V_R = 600\text{ V}$.
 - Tensión inversa máxima de pico no repetitivo V_{RSM} : (No proporcionada).
- **Máxima corriente directa conducida.** El fabricante proporciona hasta tres valores de corriente según condiciones y temperatura:
 - Corriente eficaz máxima continua $I_{F(RMS)}$: $I_F = 75\text{ A}$ ($T_C = 100^\circ\text{C}$).
 - Corriente directa máxima de pico repetitivo I_{FRM} : 225 A
 - Corriente directa máxima de pico no repetitivo I_{FSM} : 220 A

Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Value	Unit
Repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}	600	V
Continuous forward current $T_C = 25^\circ\text{C}$ $T_C = 90^\circ\text{C}$ $T_C = 100^\circ\text{C}$	I_F	120 82 75	A
Surge non repetitive forward current $T_C = 25^\circ\text{C}$, $t_p = 10\text{ ms}$, sine halfwave	I_{FSM}	220	A
Maximum repetitive forward current $T_C = 25^\circ\text{C}$, t_p limited by $t_{J,max}$, $D = 0.5$	I_{FRM}	225	A
Power dissipation $T_C = 25^\circ\text{C}$ $T_C = 90^\circ\text{C}$ $T_C = 100^\circ\text{C}$	P_{tot}	300 170 150	W
Operating junction and storage temperature	T_J, T_{stg}	-55...+175	°C
Soldering temperature 1.6mm (0.063 in.) from case for 10 s	T_S	260	°C

Tabla 2.11: Características máximas del diodo IDW75E60 de Infineon

- **Caída de tensión en conducción.** Esta caída de tensión crece con la corriente directa conducida y con la máxima tensión soportable por el diodo y además depende de la temperatura, como máximo será de 2V.



Gráfica 2.52: Caída de tensión en el diodo en función de la corriente y t^a

- **Corriente de inversa en bloqueo:** Depende de los valores $I_{F(AV)}$ y V_{RRM} de la tensión inversa y de la temperatura. Esta corriente crece con $I_{F(AV)}$ y la t^a y como máximo es de $I_R=40-1000 \mu A$.

Static Characteristic

Collector-emitter breakdown voltage	V_{RRM}	$I_R=0.25 \text{ mA}$	600	-	-	V
Diode forward voltage	V_F	$I_F=75 \text{ A}$	-	1.65	2.0	μA
		$T_J=25^\circ \text{ C}$	-	1.65	-	
		$T_J=175^\circ \text{ C}$	-	-	-	
Reverse leakage current	I_R	$V_R=600 \text{ V}$	-	-	40	μA
		$T_J=25^\circ \text{ C}$	-	-	1000	
		$T_J=175^\circ \text{ C}$	-	-	-	

Tabla 2.12: Características estáticas del diodo IDW75E60 de Infineon

- **Velocidad de conmutación:** Para ello se debe consultar el tiempo de recuperación inversa t_{rr} y el tiempo de recuperación directa t_{fr} , aunque en el diodo es más significativo el t_{rr} , por lo que determina las pérdidas de conmutación.

Dynamic Electrical Characteristics

Diode reverse recovery time	t_{rr}	$T_J=125^\circ \text{ C}$	-	155	-	ns
Diode reverse recovery charge	Q_{rrm}	$V_R=400 \text{ V}, I_F=75 \text{ A}$	-	4.4	-	$\mu \text{ C}$
Diode peak reverse recovery current	I_{rr}	$dI_F/dt=1460 \text{ A}/\mu \text{ s}$	-	46.6	-	A
Diode peak rate of fall of reverse recovery current during t_b	dI_{rr}/dt		-	960	-	$\text{A}/\mu \text{ s}$

Tabla 2.13: Características dinámicas del diodo IDW75E60 de Infineon

- **Pérdidas:** En función de las pérdidas obtenidas (se calculan en el apartado de pérdidas en semiconductores), el fabricante proporciona algunos datos que serán útiles el dimensionado del radiador.

Thermal Resistance

Parameter	Symbol	Conditions	Max. Value	Unit
Characteristic				
Thermal resistance, junction – case	R_{thJC}		0.5	K/W
Thermal resistance, junction – ambient	R_{thJA}		40	

Tabla 2.14: Características térmicas del diodo IDW75E60 de Infineon

-El diodo presenta unas pérdidas de conducción y conmutación en el peor de los casos de:

$$P_{con}(Máxima) = 12,8 \text{ W}$$

$$P_{com}(Máxima) = 2 \text{ W}$$

2.3.4.2-Selección del interruptor PWM

Un Mosfet es un transistor de efecto de campo que se controla por tensión en el encendido y en el apagado. Existen de tipo P y de tipo N, pero para aplicaciones de electrónica de potencia únicamente se utilizan los de tipo N.

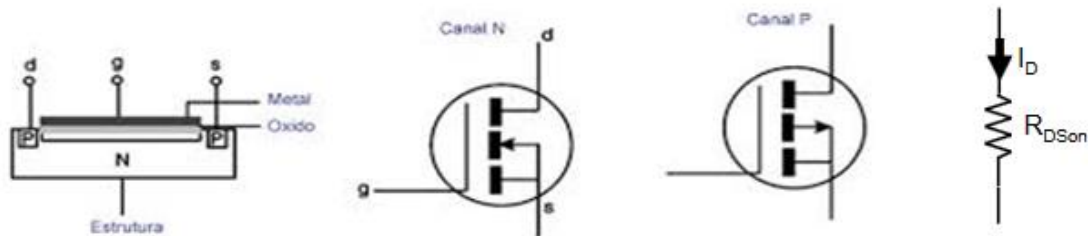


Figura 2.46: Estructura de un transistor Mosfet de canal N y modelo equivalente en conducción [1]

El IGBT se trata de un transistor bipolar de puerta aislada muy utilizado en electrónica de potencia que puede verse como un Mosfet controlando a un transistor BJT, de forma que aprovecha las ventajas de ambos, control de encendido y apagado por tensión, baja resistencia en conducción y característica de salida similar a la del BJT con capacidad de conducir altas corrientes, además no presenta el diodo parásito como en el MOSFET. Su estructura corresponde a la de un Mosfet al cual se le ha añadido en el drenador (colector) una tercera unión PN.

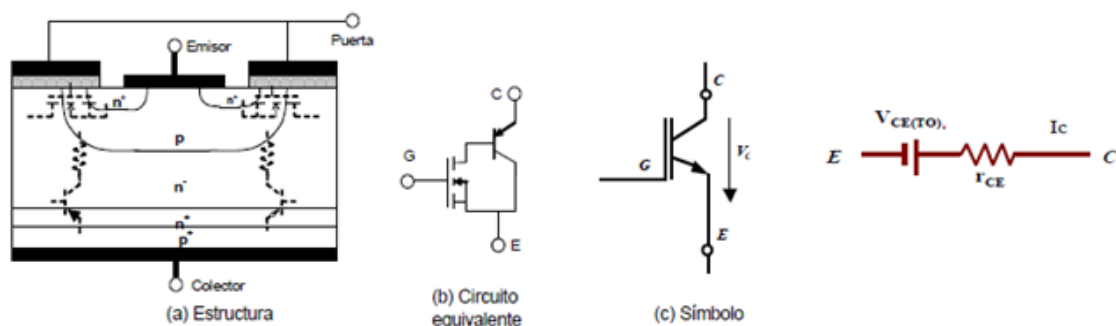


Figura 2.47: Estructura de un transistor IGBT y modelo equivalente en conducción [1]

Tanto el Mosfet como el IGBT son semiconductores de conmutación forzada formados por tres terminales, drenador (D) o emisor (E), puerta (G) y sumidero (S) o colector (C), cuyas prestaciones se establecen a partir de tres características:

- Controlabilidad: Control de encendido y apagado por tensión.
- Característica estática: Fija la reversibilidad en tensión y/o en corriente, así como la tensión máxima que puede soportar en corte y la corriente máxima que puede soportar en conducción.

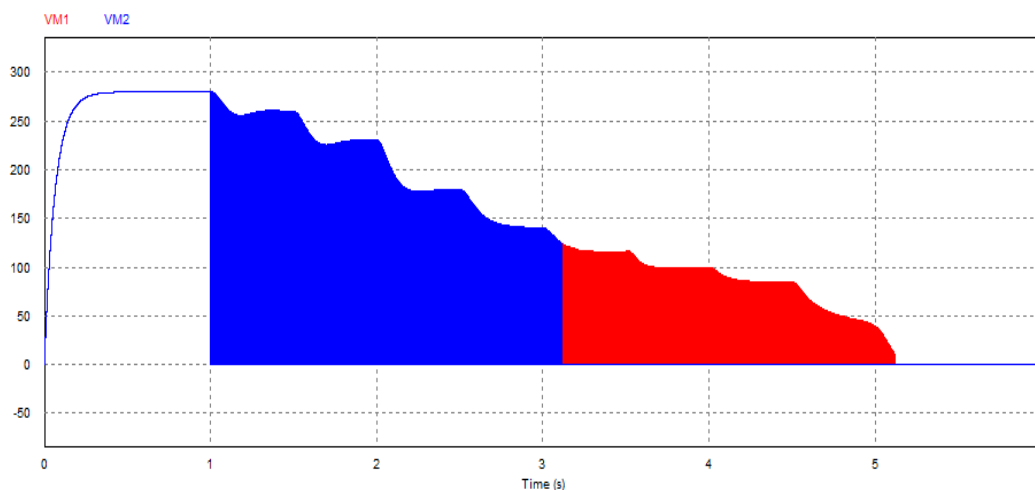
-En conducción: Si $V_{GE} > V_{GE(th)} \approx 2-5V$. Para garantizar la saturación habitualmente la tensión V_{GE} es de 15V. En saturación el Mosfet se comporta como una resistencia y el IGBT se comporta como una fuente de tensión ($V_{CE(T0)}$) con una resistencia serie.

-En corte: Si $V_{GE} < V_{GE(th)}$ (típico $V_{GE} = -5V$ para prevenir posibles encendidos parásitos).

- Característica dinámica: Determina la trayectoria seguida del paso del estado de conducción al de corte y viceversa. Se debe tener en cuenta las carga/descarga de las capacidades de puerta. En este caso durante las conmutaciones es necesario cargar y descargar las diferentes capacidades parásitas, por lo que se verán fuertemente influenciadas por estas y por la resistencia de puerta.

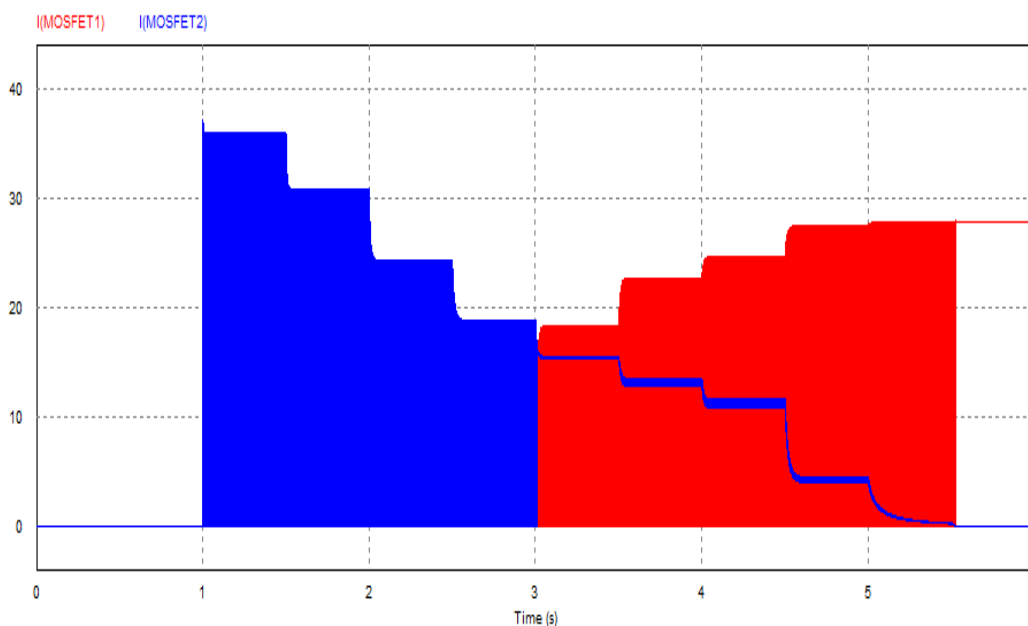
Para seleccionar el IGBT o el Mosfet en concreto, se deben tener en cuenta principalmente varios parámetros característicos del transistor:

- **La tensión máxima (V_{DS} o V_{CE}):** Corresponde a la máxima tensión que puede darse entre el colector y el emisor, que en el peor de los casos será la tensión de circuito abierto V_{oc} para la configuración de módulo TEG tipo A, llegando a alcanzar los 280 V. Por tanto el interruptor que se debe escoger debe soportar por lo menos 3/2 de esta tensión V_{oc} (500-600 V).



Gráfica 2.53: Tensión en los interruptores PWM para todo el rango de D (Configuración A)

- **La corriente máxima (I_D o I_C):** Es la corriente máxima que puede soportar de forma continuada, que en el peor de los casos será la corriente de cortocircuito I_{sc} cuando se conecta la configuración de módulo Tipo B, llegando a alcanzar los 28 A de forma continua para el interruptor1. En el caso del interruptor2 como la resistencia de carga es un 25% menos que la resistencia R_{steg} , la corriente puede llegar a tener picos de hasta 35 A. Por tanto se debe escoger un IGBT de por lo menos del doble de dicha corriente (60-70 A) y se escoge el mismo IGBT para ambos casos.



Gráfica 2.54: Corriente en los interruptores PWM para todo el rango de D (Configuración B)

- **La resistencia interna en saturación (R_{DSon}):** Es uno de los parámetros más importantes del Mosfet y cuanto más baja sea, menores pérdidas se introducirán al sistema y mayor será el rendimiento del convertidor. Por lo tanto se elegirá un Mosfet con la resistencia R_{DSon} más baja posible.
- **La tensión de saturación colector-emisor (V_{CEsat}):** Es uno de los parámetros que limita las pérdidas en conducción, y cuanto más baja sea, menores pérdidas de conducción se introducirán al sistema y mayor será el rendimiento del convertidor. Por lo tanto se elegirá un IGBT con una tensión V_{CEsat} más baja posible.
- **Tensiones umbral (V_{Gth}) y máximas de puerta (V_{GE} o V_{GE}):** La tensión puerta emisor debe alcanzar un valor umbral para que comience a haber conducción entre colector y emisor. La máxima tensión de puerta es aquella que puede soportar el interruptor entre puerta y emisor y que asegura el encendido y/o apagado del mismo.
- **Velocidad de conmutación y pérdidas:** La velocidad de conmutación es básicamente el tiempo que tardan en cargarse y descargarse las capacidades parasitas asociadas a los terminales. Además la carga y descarga de estas capacidades parasitas generan pérdidas que condicionan la máxima frecuencia de conmutación, y también retrasan las variaciones de tensión, ocasionando la convivencia entre tensión y corriente, lo que implica pérdidas en el proceso de conmutación. Por tanto se debe escoger el interruptor PWM con velocidades de conmutación altas y menores de pérdidas.

Teniendo en cuenta estos parámetros característicos y tras comparar varios Mosfet e IGBT's se evalúa un Mosfet y un IGBT, para seleccionar el que mejor se ajuste al convertidor de potencia.

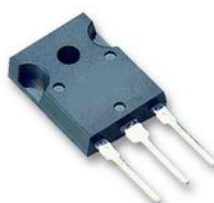
Transistor IGBT

El IGBT seleccionado es el IKW50N65F5 de INFINEON del distribuidor Farnell, adecuado para fuentes conmutadas, con un precio de 7,20 € cuyas principales características son:

INFINEON IKW50N65F5 Transistor Único IGBT, 50 A, 1.6 V, 305 W, 650 V, TO-247, 3 Pines

Información del producto

- Corriente de Colector DC 50A
- Tensión de Saturación Colector-Emisor $V_{ce(on)}$ 1.6V
- Disipación de Potencia P_d 305W
- Tensión Colector Emisor $V_{(br)ceo}$ 650V
- Diseño de Transistor TO-247
- Núm. de Contactos Macho 3Pines
- Temperatura de Trabajo Máx. 175°C



Fabricante: INFINEON
Código Farnell: 2363295
Referencia del fabricante IKW50N65F5
Technical Data Sheet (2.36MB) EN

Figura 2.48: Transistor IGBT y características principales

De acuerdo al IGBT seleccionado se comprueba que se ajusta a las características exigidas para el convertidor:

Key Performance and Package Parameters

Type	V_{CE}	I_C	$V_{CEsat}, T_{vj}=25^\circ C$	T_{vjmax}	Marking	Package
IKW50N65F5	650V	50A	1.6V	175°C	K50EF5	PG-TO247-3

Tabla 2.15: Datos técnicos del IGBT IKW50N65F5 de Infineon

- Máxima tensión colector-emisor: $V_{CE}=650$ V
- Corriente de colector continuada: $I_C=56$ A ($T_C=100^\circ C$)

Maximum Ratings

For optimum lifetime and reliability, Infineon recommends operating conditions that do not exceed 80% of the maximum ratings stated in this datasheet.

Parameter	Symbol	Value	Unit
Collector-emitter voltage	V_{CE}	650	V
DC collector current, limited by T_{vjmax} $T_C = 25^\circ C$ value limited by bondwire $T_C = 100^\circ C$	I_C	80.0 56.0	A
Pulsed collector current, t_p limited by T_{vjmax}	I_{Cpuls}	150.0	A
Turn off safe operating area $V_{CE} \leq 650V, T_{vj} \leq 175^\circ C$	-	150.0	A
Diode forward current, limited by T_{vjmax} $T_C = 25^\circ C$ value limited by bondwire $T_C = 100^\circ C$	I_F	40.0 27.0	A
Diode pulsed current, t_p limited by T_{vjmax}	I_{Fpuls}	150.0	A
Gate-emitter voltage	V_{GE}	± 20 ± 30	V
Transient Gate-emitter voltage ($t_p \leq 10\mu s, D < 0.010$)			
Power dissipation $T_C = 25^\circ C$ Power dissipation $T_C = 100^\circ C$	P_{tot}	305.0 152.5	W

Tabla 2.16: Características máximas del IGBT IKW50N65F5 de Infineon

- **La tensión de saturación colector-emisor:** $V_{CEsat(Máx)}=2,1\text{ V}$
- **Tensiones umbral (V_{gth}) y máximas de puerta (V_{gs}):** La tensión umbral máxima es de $V_{gth}= 4,8\text{V}$. La tensión V_{gs} puede estar entre -20 y 20 V . En este caso para el encendido se empleara una tensión de 15 V y para asegurar un apagado rápido y evitar encendidos parásitos se empleara una tensión de -5V .

Electrical Characteristic, at $T_{vj} = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified

Parameter	Symbol	Conditions	Value			Unit
			min.	typ.	max.	
Static Characteristic						
Collector-emitter breakdown voltage	$V_{(BR)CES}$	$V_{GE} = 0V, I_C = 0.20mA$	650	-	-	V
Collector-emitter saturation voltage	V_{CEsat}	$V_{GE} = 15.0V, I_C = 50.0A$	-	1.60	2.10	V
		$T_{vj} = 25^{\circ}C$	-	1.80	-	
		$T_{vj} = 125^{\circ}C$	-	1.90	-	
		$T_{vj} = 175^{\circ}C$	-	-	-	
Diode forward voltage	V_F	$V_{GE} = 0V, I_F = 27.0A$	-	1.45	1.80	V
		$T_{vj} = 25^{\circ}C$	-	1.40	-	
		$T_{vj} = 125^{\circ}C$	-	1.40	-	
		$T_{vj} = 175^{\circ}C$	-	-	-	
Gate-emitter threshold voltage	$V_{GE(th)}$	$I_C = 0.50mA, V_{CE} = V_{GE}$	3.2	4.0	4.8	V

Tabla 2.17: Características estáticas del IGBT IKW50N65F5 de Infineon

- **Tiempos de conmutación característicos:** En la siguiente tabla se puede observar los tiempos característicos de conmutación ante una carga inductiva que someten al transistor a las condiciones de trabajo más desfavorables. En esta aplicación se va a utilizar una carga resistiva por lo que los tiempos y pérdidas de conmutación serán algo inferiores. También se puede observar que la resistencia de puerta que se ha utilizado en los ensayos del fabricante $R_G=12\ \Omega$, aunque puede emplearse una resistencia de menor valor según el pico de corriente que proporcionara el driver, reduciendo también las pérdidas de conmutación.

Switching Characteristic, Inductive Load

Parameter	Symbol	Conditions	Value			Unit
			min.	typ.	max.	
IGBT Characteristic, at $T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$						
Turn-on delay time	$t_{d(\text{on})}$	$T_{vj} = 150^{\circ}\text{C},$ $V_{cc} = 400\text{V}, I_c = 25.0\text{A},$ $V_{GE} = 0.0/15.0\text{V},$ $R_{G(\text{on})} = 12.0\Omega, R_{G(\text{off})} = 12.0\Omega,$ $L_{\sigma} = 30\text{nH}, C_{\sigma} = 30\text{pF}$ L_{σ}, C_{σ} from Fig. E Energy losses include "tail" and diode reverse recovery.	-	20	-	ns
Rise time	t_r		-	15	-	ns
Turn-off delay time	$t_{d(\text{off})}$		-	202	-	ns
Fall time	t_f		-	3	-	ns
Turn-on energy	E_{on}		-	0.68	-	mJ
Turn-off energy	E_{off}		-	0.21	-	mJ
Total switching energy	E_{ts}		-	0.89	-	mJ

Tabla 2.18: Características dinámicas del IGBT IKW50N65F5 de Infineon

- **Perdidas:** En función de las pérdidas obtenidas (se calcularán las pérdidas en el apartado de pérdidas en semiconductores), el fabricante proporciona algunos datos que serán útiles para dimensionar el radiador. En este caso las pérdidas se calculan a partir de las gráficas proporcionadas por el fabricante.

Thermal Resistance

Parameter	Symbol	Conditions	Max. Value	Unit
Characteristic				
IGBT thermal resistance, junction - case	$R_{th(j-c)}$		0.50	K/W
Diode thermal resistance, junction - case	$R_{th(j-c)}$		1.50	K/W
Thermal resistance junction - ambient	$R_{th(j-a)}$		40	K/W

Tabla 2.19: Características térmicas del IGBT IKW50N65F5 de Infineon

Se ha realizado una estimación de las pérdidas máximas y el IGBT presenta unas pérdidas de conducción y conmutación en el peor de los casos de:

$$P_{con}(Máxima) = 39,2 \text{ W}$$

$$P_{com}(Máxima) = 1,8 \text{ W}$$

Transistor Mosfet (N)

El transistor Mosfet seleccionado es el IPW65R019C7 de INFINEON del distribuidor Farnell, adecuado para convertidores de potencia con un precio de 16,97 € cuyas principales características son:

INFINEON IPW65R019C7 MOSFET de Potencia, Canal N, 75 A, 650 V, 0.017 ohm, 10 V, 3.5 V

Detalles del producto, documentación y más

- Transistor, Polaridad Canal N
- Intensidad Drenador Continua I_{ds} 75A
- Tensión Drenador/Fuente (V_{ds}) 650V
- Resistencia en Estado ON (R_{ds}) 0.017 ohm
- Tensión V_{gs} de Medición $R_{ds(on)}$ 10V
- Tensión Umbral V_{gs} 3.5V
- Disipación de Potencia P_d 446W
- Diseño de Transistor TO-247
- Núm. de Contactos Macho 3Pines
- Temperatura de Trabajo Máx. 150°C



Fabricante: INFINEON
Código Farnell: 2420490
Referencia del fabricante IPW65R019C7


 Technical Data Sheet (1,97 MB) EN

Figura 2.49: Transistor Mosfet y características principales

De acuerdo al Mosfet seleccionado se comprueba que se ajusta a las características exigidas para el convertidor:

- **Máxima tensión drenaje-fuente:** $V_{DS}=650-700\text{ V}$
- **Corriente de drenador continuada:** $I_D=62-75\text{ A}$
- **Resistencia interna en conducción:** $R_{DS(on)}=0,017-0,04\Omega$

Table 2 Maximum ratings

Parameter	Symbol	Values			Unit	Note / Test Condition
		Min.	Typ.	Max.		
Continuous drain current ¹⁾	I_D	-	-	75 62	A	$T_C=25^\circ\text{C}$ $T_C=100^\circ\text{C}$
Pulsed drain current ²⁾	$I_{D,pulse}$	-	-	496	A	$T_C=25^\circ\text{C}$
Avalanche energy, single pulse	E_{AS}	-	-	583	mJ	$I_D=12.4\text{A}$; $V_{DD}=50\text{V}$
Avalanche energy, repetitive	E_{AR}	-	-	2.92	mJ	$I_D=12.4\text{A}$; $V_{DD}=50\text{V}$
Avalanche current, single pulse	I_{AS}	-	-	12.4	A	-
MOSFET dv/dt ruggedness	dv/dt	-	-	100	V/ns	$V_{DS}=0\dots 400\text{V}$
Gate source voltage (static)	V_{GS}	-20	-	20	V	static;
Gate source voltage (dynamic)	V_{GS}	-30	-	30	V	AC ($f>1\text{ Hz}$)
Power dissipation	P_{tot}	-	-	446	W	$T_C=25^\circ\text{C}$
Storage temperature	T_{stg}	-55	-	150	$^\circ\text{C}$	-
Operating junction temperature	T_j	-55	-	150	$^\circ\text{C}$	-

Tabla 2.20: Características máximas del Mosfet IPW65R019C7 de Infineon

- **Tensiones umbral (V_{gth}) y máximas de puerta (V_{gs}):** La tensión umbral máxima es de $V_{gth}=4\text{V}$. La tensión V_{gs} puede estar entre -20 y 20 V , además se observa en los ensayos del fabricante que ha empleado una V_{gs} de $10-13\text{ V}$ para el encendido y de 0V para el apagado del Mosfet. En este caso para el encendido se empleara una tensión de $10-15\text{ V}$ y para asegurar un apagado más rápido y evitar encendidos parásitos se empleara una tensión de -5V .

Table 4 Static characteristics

Parameter	Symbol	Values			Unit	Note / Test Condition
		Min.	Typ.	Max.		
Drain-source breakdown voltage	$V_{(BR)DSS}$	650	-	-	V	$V_{GS}=0\text{V}$, $I_D=1\text{mA}$
Gate threshold voltage	$V_{(GS)th}$	3	3.5	4	V	$V_{DS}=V_{GS}$, $I_D=2.92\text{mA}$
Zero gate voltage drain current	I_{DSS}	-	- 50	5 -	μA	$V_{DS}=650$, $V_{GS}=0\text{V}$, $T_j=25^\circ\text{C}$ $V_{DS}=650$, $V_{GS}=0\text{V}$, $T_j=150^\circ\text{C}$
Gate-source leakage current	I_{GSS}	-	-	100	nA	$V_{GS}=20\text{V}$, $V_{DS}=0\text{V}$
Drain-source on-state resistance	$R_{DS(on)}$	-	0.017 0.040	0.019 -	Ω	$V_{GS}=10\text{V}$, $I_D=58.3\text{A}$, $T_j=25^\circ\text{C}$ $V_{GS}=10\text{V}$, $I_D=58.3\text{A}$, $T_j=150^\circ\text{C}$
Gate resistance	R_G	-	0.45	-	Ω	$f=1\text{MHz}$, open drain

Tabla 2.21: Características estáticas del Mosfet IPW65R019C7 de Infineon

También se puede observar que la resistencia de puerta típica es $R_G=0,45 \Omega$ (drenaje abierto y $f=1\text{MHz}$) aunque se toma la R_g que se ha utilizado en los ensayos del fabricante $R_G=1,8 \Omega$ ya que para dicho valor se proporcionan los tiempos de encendido y apagado para el cálculo de las pérdidas de conmutación. A la hora de dimensionar la resistencia de puerta también se debe tener en cuenta el pico de corriente que deberá aportar el driver.

- **Tiempos de conmutación característicos:** En la siguiente tabla se puede observar el valor de las capacidades parásitas y la carga típica que hay que mover, además de los tiempos de conmutación característicos ($R_g=1,8$).

Table 5 Dynamic characteristics

Parameter	Symbol	Values			Unit	Note / Test Condition
		Min.	Typ.	Max.		
Input capacitance	C_{iss}	-	9900	-	pF	$V_{GS}=0V$, $V_{DS}=400V$, $f=250\text{kHz}$
Output capacitance	C_{oss}	-	160	-	pF	$V_{GS}=0V$, $V_{DS}=400V$, $f=250\text{kHz}$
Effective output capacitance, energy related ¹⁾	$C_{o(er)}$	-	338	-	pF	$V_{GS}=0V$, $V_{DS}=0...400V$
Effective output capacitance, time related ²⁾	$C_{o(tr)}$	-	3320	-	pF	$I_D=\text{constant}$, $V_{GS}=0V$, $V_{DS}=0...400V$
Turn-on delay time	$t_{d(on)}$	-	30	-	ns	$V_{DD}=400V$, $V_{GS}=13V$, $I_D=58.3A$, $R_G=1.8\Omega$
Rise time	t_r	-	27	-	ns	$V_{DD}=400V$, $V_{GS}=13V$, $I_D=58.3A$, $R_G=1.8\Omega$
Turn-off delay time	$t_{d(off)}$	-	106	-	ns	$V_{DD}=400V$, $V_{GS}=13V$, $I_D=58.3A$, $R_G=1.8\Omega$
Fall time	t_f	-	5	-	ns	$V_{DD}=400V$, $V_{GS}=13V$, $I_D=58.3A$, $R_G=1.8\Omega$

Table 6 Gate charge characteristics

Parameter	Symbol	Values			Unit	Note / Test Condition
		Min.	Typ.	Max.		
Gate to source charge	Q_{gs}	-	53	-	nC	$V_{DD}=400V$, $I_D=58.3A$, $V_{GS}=0$ to $10V$
Gate to drain charge	Q_{gd}	-	71	-	nC	$V_{DD}=400V$, $I_D=58.3A$, $V_{GS}=0$ to $10V$
Gate charge total	Q_g	-	215	-	nC	$V_{DD}=400V$, $I_D=58.3A$, $V_{GS}=0$ to $10V$
Gate plateau voltage	$V_{plateau}$	-	5.4	-	V	$V_{DD}=400V$, $I_D=58.3A$, $V_{GS}=0$ to $10V$

Tabla 2.22: Características dinámicas del Mosfet IPW65R019C7 de Infineon

Se puede observar que el tiempo de encendido ($t_{on}=t_{don}+t_r$) es de 47 ns, mientras que el tiempo de apagado ($t_{off}=t_{doff}+t_f$) es algo superior 111 ns, por ello el Mosfet presenta mayores pérdidas de conmutación en el apagado, pero en este caso las pérdidas en el encendido no pueden despreciarse como en el diodo ya que son significativas.

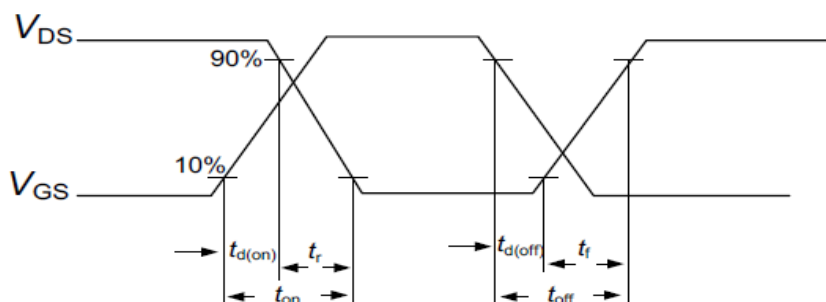


Figura 2.50: Tiempos de conmutación del Mosfet

- **Perdidas:** En función de las pérdidas obtenidas (se calcularán las pérdidas en el apartado de pérdidas en semiconductores), el fabricante proporciona algunos datos que serán útiles para dimensionar el radiador. En este caso las pérdidas se calculan a partir de los tiempos de conmutación proporcionados por el fabricante.

Table 3 Thermal characteristics

Parameter	Symbol	Values			Unit	Note / Test Condition
		Min.	Typ.	Max.		
Thermal resistance, junction - case	R_{thJC}	-	-	0.28	°C/W	-
Thermal resistance, junction - ambient	R_{thJA}	-	-	62	°C/W	leaded
Thermal resistance, junction - ambient for SMD version	R_{thJA}	-	-	-	°C/W	n.a.
Soldering temperature, wavesoldering only allowed at leads	T_{sld}	-	-	260	°C	1.6mm (0.063 in.) from case for 10s

Tabla 2.23: Características térmicas del Mosfet IPW65R019C7 de Infineon

Se ha realizado una estimación de las pérdidas máximas y el Mosfet presenta unas pérdidas de conducción y conmutación en el peor de los casos de:

$$P_{con}(Máxima) = 26,7 \text{ W}$$

$$P_{com}(Máxima) = 0,86 \text{ W}$$

Tras valorar las principales características del IGBT y del Mosfet se ha decidido emplear el Mosfet IP65R019C7 como interruptor PWM ya que presenta menores pérdidas de potencia para los niveles de tensión y corriente en la aplicación de este convertidor.

2.3.5-Dimensionado y selección de la resistencia/s de carga

Para dimensionar la resistencia de carga se debe tener en cuenta la tensión y la corriente a la que va estar sometida y la potencia que debe ser capaz de disipar. En cuanto al valor que debe tener dicha resistencia dependerá de la configuración del módulo termoelectrico, además deberá ser un 25% menos de la resistencia interna del módulo R_{steg} debido a la condición impuesta de disparo de los interruptores.

-En concreto se quiere diseñar un sistema de resistencias de carga que barra los valores típicos en función de la configuración del módulo termoelectrico desde $0,75 \Omega$ (configuración tipo B) a 75Ω (configuración tipo A). Dicho sistema debe tener los valores de resistencia adecuados para poder seleccionar la resistencia de carga mediante interruptores conectando y desconectando varias resistencias en serie y/o paralelo montadas sobre un panel o chasis de acuerdo a los valores que existen en el mercado. Para abarcar todo el rango de resistencias de carga para las diferentes configuraciones que se pueden emplear para formar un módulo termoelectrico de unos 200 W con las diferentes conexiones serie y/o paralelo de 40 células peltier se deberán emplear un conjunto de resistencias para dar los siguientes valores tipo:

Configuración módulo	40s/1p	20s/2p	10s/4p	8s/5p	5s/8p	4s/10p
$R_{steg} (\Omega)$	100	25	6.25	4	1.56	1
$R_{carga} (\Omega)$	75	20	5	3	1.2	0.75

Tabla 2.24: Resistencia de carga en función de la configuración del módulo TEG

Dichas resistencias deberán soportar una tensión del doble de V_{oc} (500-600V) y una corriente del doble de I_{sc} (60A) con una potencia a disipar de por lo menos 300-400 W.

En este trabajo se plantea la idea de utilizar un banco de resistencia de carga a medida utilizando varios valores de resistencia adecuados para que seleccionado mediante interruptores serie y/o paralelo se pueda ajustar el valor de la resistencia de carga más adecuada para la configuración del módulo termoelectrico por lo que se deja el diseño y optimización del banco de resistencias como trabajo futuro.

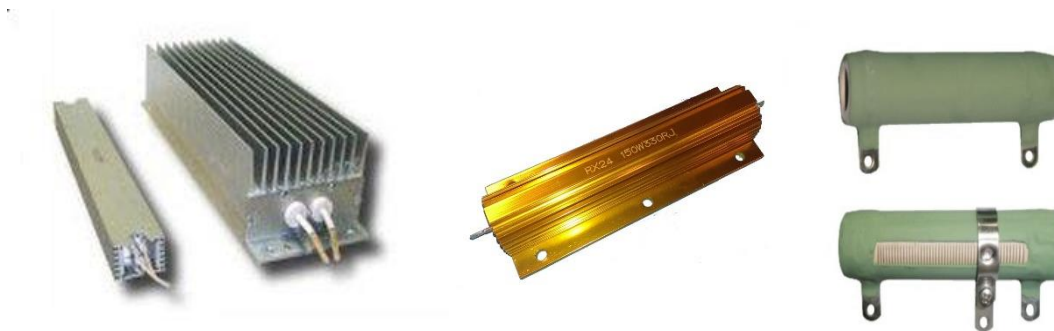


Figura 2.51: Resistencias de carga utilizadas para disipar grandes potencias

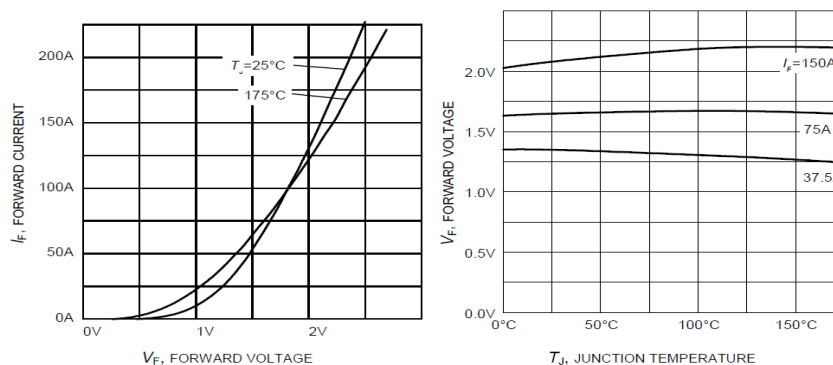
2.3.6-Calculo de pérdidas y dimensionado del radiador

La elección de un semiconductor, está igualmente condicionada por su temperatura máxima de trabajo que por sus límites de tensión y corriente. La temperatura que alcanzan los semiconductores, depende de las pérdidas que en éstos se producen mientras conmutan y mientras conducen. Además, la facilidad con la que los semiconductores evacúan sus pérdidas es igualmente relevante en su temperatura, es decir, cuanto menor sea la resistencia térmica, menor será la temperatura a la que trabajen los semiconductores. Debido a la configuración y funcionamiento de la etapa de potencia nunca van a producirse las máximas pérdidas de forma simultánea en todos los componentes.

Perdidas máximas en el diodo

- Las pérdidas en conducción se pueden calcular a partir del modelo equivalente o a partir de la tensión directa que cae en el diodo. A partir de la siguiente gráfica se obtiene la tensión directa V_f a partir de la corriente instantánea que circulara por el diodo que en el peor de los casos es la corriente de cortocircuito cuando se conecta la configuración de módulo Tipo B, llegando a alcanzar los 28-30 A.

$$V_f(I_F = 28 \text{ A}, T_j = 125^\circ\text{C}) \approx 1,3 \text{ V}$$



Gráfica 2.55: Caída de tensión en el diodo en función de la corriente y t^a

Por lo tanto las pérdidas instantáneas de conducción en el diodo teniendo en cuenta la tensión directa y la corriente instantánea máxima que circulará por el cuándo se llega a la corriente de cortocircuito son:

$$p_{con(máx)} = V_f(i_f) \cdot i_f = 1,3 \text{ V} \cdot 28 \text{ A} \approx 36 \text{ W}$$

La pérdida de potencia media en conducción durante un ciclo de conmutación se calcula como:

$$P_{con} = \frac{1}{T_{con}} \cdot \int_0^{T_{off}} V_f(I_f) \cdot I_f \cdot dt = V_f(I_f) \cdot I_f \cdot \frac{T_{off}(1-D)}{T_{con}}$$

$$P_{con} = (V_{to} \cdot I_f + R_{to} \cdot I_{rms}^2) \cdot (1-D)$$

Por tanto la pérdida de potencia media en el diodo cuando se llega a la corriente de cortocircuito cuyo ciclo de trabajo es próximo a la unidad es:

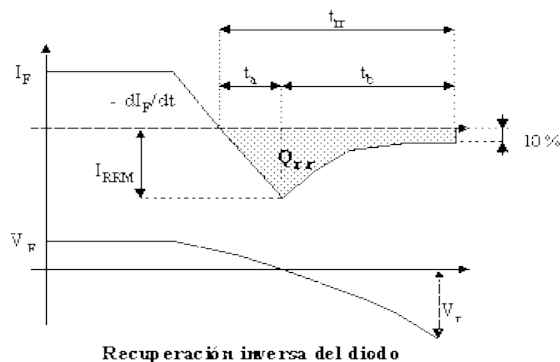
$$P_{con} = V_f(I_f) \cdot I_f \cdot (1 - D) \approx 0 \text{ W (El diodo no conduce)}$$

La máxima pérdida de potencia media por conducción en el diodo se produce cuando el ciclo de trabajo del interruptor1 es próximo a 0, por tanto el ciclo de trabajo del interruptor2 será próximo a 1 debido a la topología del convertidor y en este caso por el diodo circula una corriente eficaz de 16 A (Configuración módulo Tipo B) por lo que las pérdidas serán:

$$V_f(I_F = 16 \text{ A}, T_J = 125^\circ\text{C}) \approx 0,8 \text{ V}$$

$$P_{con(m\acute{a}x)} = V_f(I_f) \cdot I_f \cdot (1 - D) \approx 0,8 \text{ V} \cdot 16 \text{ A} \cdot 1 \approx 12,8 \text{ W}$$

- En el caso de las pérdidas debidas a la conmutación, el diodo solo presenta pérdidas de conmutación significativas en el apagado, por lo que se desprecian las pérdidas de conmutación en el encendido. Las pérdidas en el apagado del diodo se producen fundamentalmente debido a la carga de recuperación inversa Q_{rr} y dependen de la frecuencia de conmutación. Además estas pérdidas son mayores cuanto mayor sea el tiempo de recuperación inversa (t_{rr}), por tanto cuanto mayor sea la intensidad que atraviesa el diodo mayor será la capacidad almacenada y en consecuencia mayores pérdidas en el apagado.



Diode reverse recovery time	t_{rr}	$T_J = 125^\circ\text{C}$	155	ns
Diode reverse recovery charge	Q_{rrm}	$V_R = 400\text{V}, I_F = 75\text{A}$	4.4	μC
Diode peak reverse recovery current	I_{rr}	$dI_F/dt = 1460\text{A}/\mu\text{s}$	46.6	A
Diode peak rate of fall of reverse recovery current during t_b	dI_{rr}/dt		960	$\text{A}/\mu\text{s}$

Figura 2.52: Tiempos de apagado del diodo

La energía perdida durante el apagado se puede calcular de forma aproximada a partir de la carga de recuperación inversa y la tensión inversa V_r como:

$$P_{off} = K_{off} \cdot Q_{rr} \cdot V_r \cdot f_{com} \approx 0,25 \cdot 4,4 \mu\text{C} \cdot 400\text{V} \cdot 20 \text{ kHz} \approx 8,8 \text{ W}$$

Los niveles de tensión y corriente que se alcanzan en este caso son inferiores por lo que también se pueden estimar las pérdidas máximas en el apagado a partir de los datos proporcionados por el fabricante:

$$P_{off} = E_{off} \cdot f_{com} = \frac{V_r \cdot I_{rr}^2 \cdot S}{6 \cdot dI_f/dt} \approx 2 \text{ W}$$

Perdidas máximas IGBT

- Las pérdidas en conducción en el IGBT dependen de la tensión de saturación V_{ce} , ya que en saturación en el IGBT cae un pequeño valor de tensión y se puede modelar mediante el circuito equivalente:

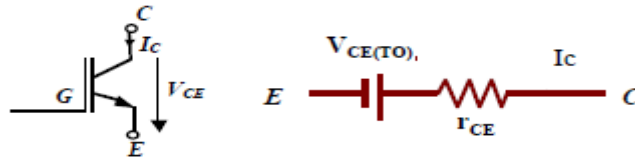
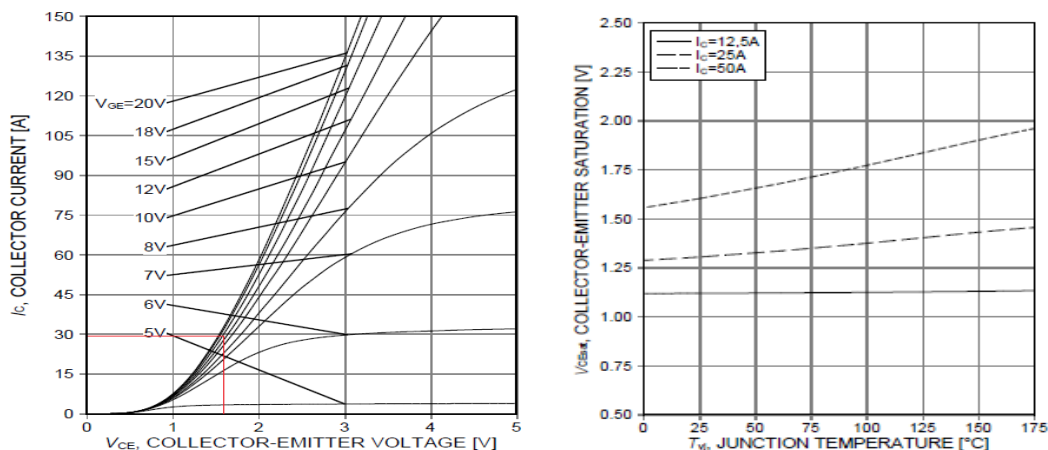


Figura 2.53: Modelo equivalente del IGBT en conducción [1]

El fabricante proporciona el valor de dicha tensión V_{ce} para una determinada corriente de colector I_c y una determinada tensión de puerta V_{ge} . En el peor de los casos la corriente de colector puede llegar a superar los 28 A y se aplicara una tensión de puerta de 15 V por lo que la tensión de saturación es:

$$V_{CEsat}(I_c = 28 \text{ A}, T_j = 125^\circ\text{C}, V_{GE} = 15 \text{ V}) \approx 1,4 \text{ V}$$



Gráfica 2.56: Tensión de saturación del IGBT en función de la corriente I_c y de la t^a

Debido a la configuración de la etapa de potencia y el valor de la carga, la corriente máxima que circulara por IGBT1 es la de cortocircuito I_{sc} cuando se conecta la configuración de módulo Tipo B, que puede llegar a ser de 28-30 A de forma continuada. Pero en este caso y debido a la resistencia de carga, la corriente que circulara por el IGBT2 puede tener picos de hasta 35 A por lo que la pérdida de potencia instantánea en este interruptor será mayor pero la pérdida de potencia media es mayor en el caso del interruptor1.

La máxima pérdida de potencia instantánea corresponde al IGBT2 y es:

$$p_{con} = V_{CEsat}(I_c) \cdot I_c = 1,5 \text{ V} \cdot 35 \text{ A} = 52,5 \text{ W}$$

La máxima pérdida de potencia media en conducción durante un ciclo de conmutación corresponde al IGBT1 y se calcula como:

$$P_{con} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T V_{CEsat}(I_C) \cdot I_C \cdot dt = V_{CEsat}(I_C) \cdot I_C \cdot \frac{T_{on}(D)}{T}$$

Como para la corriente de cortocircuito I_{sc} , la corriente que atraviesa el IGBT1 es continua puesto que el ciclo de trabajo es $D=1$:

$$P_{con} = V_{CEsat}(I_C) \cdot I_C \cdot D = 1,4 \cdot 28 \text{ A} \cdot 1 = 39,2 \text{ W}$$

- En el caso de las pérdidas debidas a la conmutación, el IGBT presenta pérdidas significativas tanto en el encendido como en el apagado. La energía perdida en cada conmutación depende de la tensión V_{CE} y la corriente I_C , así como de la tensión de control V_{GE} y la resistencia de puerta R_G . La energía perdida se puede obtener a partir de las hojas de características del fabricante mediante las ecuaciones:

$$E_{on}(V_{CE}, I_C, R_G) = E_{on}(V_{CEref}, I_{Cref}, R_{Gref}) \cdot \left(\frac{V_{CE}}{V_{CEref}}\right)^{1,3} \cdot \left(\frac{I_C}{I_{Cref}}\right) \cdot K_{RGon}$$

$$E_{off}(V_{CE}, I_C, R_G) = E_{off}(V_{CEref}, I_{Cref}, R_{Gref}) \cdot \left(\frac{V_{CE}}{V_{CEref}}\right)^{1,3} \cdot \left(\frac{I_C}{I_{Cref}}\right) \cdot K_{RGoff}$$

-Las constantes K_{RGon} y K_{RGoff} se calculan a partir de la gráfica de pérdidas de conmutación en función de la R_G utilizada:

$$K_{RGon} = \frac{E_{on}(V_{CEref}, I_{Cref}, R_G)}{E_{on}(V_{CEref}, I_{Cref}, R_{Gref})} \quad K_{RGoff} = \frac{E_{off}(V_{CEref}, I_{Cref}, R_G)}{E_{off}(V_{CEref}, I_{Cref}, R_{Gref})}$$

Como las pérdidas de conmutación se producen por la convivencia de tensión y corriente, las máximas pérdidas se producirán cuando el producto tensión-corriente es mayor. Por tanto las máximas pérdidas en conmutación se producen debido a la topología y funcionamiento del convertidor en el IGBT2 cuando se está cerca del circuito abierto en el caso de conectar la configuración de módulo tipo A ya que debe soportar tensiones de hasta 280 V y picos de corriente de hasta 4 A (*ver gráfica*). La resistencia de puerta que se ha colocado tanto para el encendido como para el apagado es la que emplea el fabricante para sus ensayos y es de 12Ω .

El fabricante proporciona el valor de la energía perdida durante el encendido y apagado en un periodo de conmutación para unos valores de tensión, corriente y temperatura dados:

$$E_{on_ref} = E_{on}(400V, 25 A, 12\Omega) = 0,68 mJ$$

$$E_{off_ref} = E_{off}(400V, 25 A, 12\Omega) = 0,21 mJ$$

Switching Characteristic, Inductive Load

Parameter	Symbol	Conditions	Value			Unit
			min.	typ.	max.	
IGBT Characteristic, at $T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$						
Turn-on delay time	$t_{d(on)}$	$T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$, $V_{CC} = 400\text{V}$, $I_C = 25.0\text{A}$, $V_{GE} = 0.0/15.0\text{V}$, $R_{G(on)} = 12.0\Omega$, $R_{G(off)} = 12.0\Omega$, $L_{\sigma} = 30\text{nH}$, $C_{\sigma} = 30\text{pF}$ L_{σ} , C_{σ} from Fig. E Energy losses include "tail" and diode reverse recovery.	-	20	-	ns
Rise time	t_r		-	15	-	ns
Turn-off delay time	$t_{d(off)}$		-	202	-	ns
Fall time	t_f		-	3	-	ns
Turn-on energy	E_{on}		-	0.68	-	mJ
Turn-off energy	E_{off}		-	0.21	-	mJ
Total switching energy	E_{ts}	-	0.89	-	mJ	

Tabla 2.25: Pérdidas de conmutación en el IGBT

Las máximas pérdidas de conmutación en el transistor IGBT serán de forma aproximada:

$$E_{on}(V_{CE}, I_C, R_G) = 0,68 mJ \cdot \left(\frac{280}{400}\right)^{1,3} \cdot \left(\frac{4}{25}\right) \cdot 1 = 6,8 \cdot 10^{-5} J$$

$$E_{off}(V_{CE}, I_C, R_G) = 0,21 mJ \cdot \left(\frac{280}{400}\right)^{1,3} \cdot \left(\frac{4}{25}\right) \cdot 1 = 2,1 \cdot 10^{-5} J$$

$$P_{com} = (E_{on} + E_{off}) \cdot f_{com} = (6,8 \cdot 10^{-6} + 2,1 \cdot 10^{-5}) \cdot 20000 \approx 1,8 W$$

Pérdidas máximas Mosfet

- Las pérdidas en conducción en el Mosfet dependen de la resistencia que poseen cuando conduce, ya que en saturación el Mosfet se comporta como una resistencia R_{Dson} .

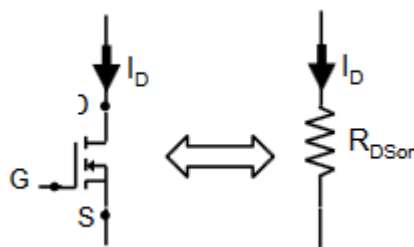
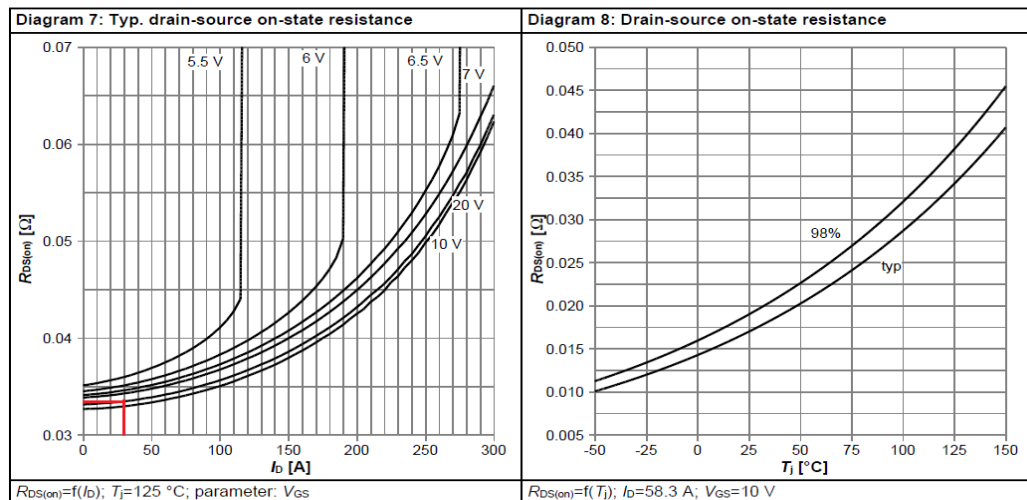


Figura 2.54: Modelo equivalente del Mosfet en conducción [1]

El fabricante proporciona el valor de dicha resistencia para una determinada corriente y temperatura:



Gráfica 2.57: Resistencia en conducción en función de la corriente I_c y de la t^a

La corriente máxima que circulara por el Mosfet1 es la de cortocircuito I_{sc} cuando se conectan las células peltier 4serie/10 paralelo, que puede llegar a ser de 28-30 A de forma continuada. Pero en este caso y debido a la resistencia de carga, la corriente que circulara por el Mosfet2 puede tener picos de hasta 35 A por lo que la pérdida de potencia instantánea en este Mosfet será mayor pero la pérdida de potencia media es mayor en el caso del Mosfet1.

En este caso se calcula la resistencia $R_{ds(on)}$ para dicha corriente, con una tensión V_{gs} de 10V y para la temperatura $T_j=125^\circ$ a partir de la gráfica:

$$Vf(I_d = 30 \text{ a } 35 \text{ A}, V_{gs} = 10 \text{ V}) = 0,034 \, \Omega$$

La máxima pérdida de potencia instantánea corresponde al Mosfet2 y es de:

$$p_{con} = R_{ds(on)} \cdot i_d^2 = 0,034 \, \Omega \cdot 35^2 \text{ A} = 41,65 \text{ W}$$

La máxima pérdida de potencia media en conducción durante un ciclo de conmutación corresponde al Mosfet1 y se calcula como:

$$P_{con} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T R_{ds(on)} \cdot I_d^2 \cdot dt = R_{ds(on)} \cdot I_d^2 \cdot \frac{T_{on}(D1)}{T}$$

Como para la corriente de cortocircuito I_{sc} , la corriente que atraviesa el Mosfet1 es continuada puesto que el ciclo de trabajo es $D1=1$:

$$P_{con} = R_{ds(on)} \cdot I_d^2 \cdot D1 = 0,034 \, \Omega \cdot 28^2 \text{ A} \cdot 1 = 26,7 \text{ W}$$

- En el caso de las pérdidas debidas a la conmutación, el Mosfet presenta pérdidas significativas tanto en el encendido como en el apagado. Dichas pérdidas son debidas fundamentalmente a la carga y/o descarga de las capacidades parasitas asociadas a los terminales del Mosfet.

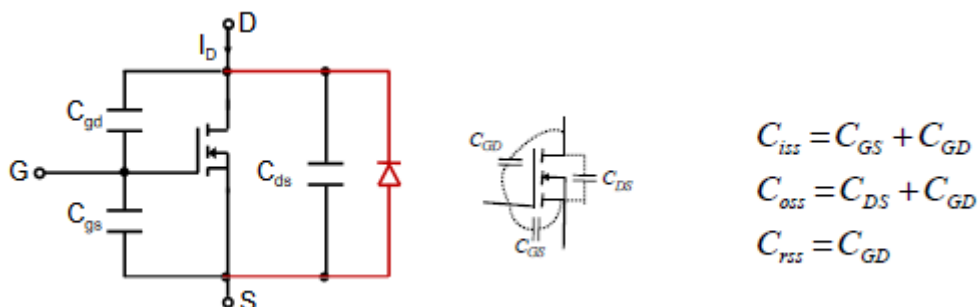


Figura 2.55: Capacidades parasitas en terminales del Mosfet

También se debe tener en cuenta la existencia de un diodo parásito entre drenador y fuente que puede conducir cuando el Mosfet está en estado de bloqueo. Su conducción no es aconsejable porque es un diodo lento y aumentaría considerablemente las pérdidas.

El fabricante no proporciona gráficas para calcular las pérdidas directamente a partir de la energía perdida durante el encendido y apagado del Mosfet. Dichas pérdidas se obtendrán de forma aproximada a partir de las siguientes ecuaciones y algunos datos proporcionados por el fabricante.

$$E_{on} = \frac{V_{ds} \cdot I_d \cdot t_r}{2} + \frac{2}{3} \cdot C_{ds}(V_{dc}) \cdot V_{dc}^2$$

$$E_{off} = \frac{V_{ds} \cdot I_d \cdot t_f}{2} + \frac{4}{3} \cdot C_{ds}(V_{dc}) \cdot V_{dc}^2$$

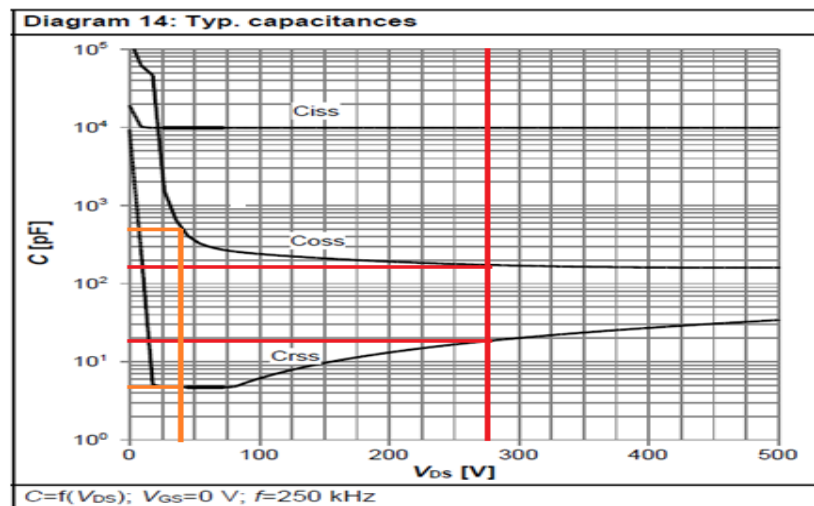
En cuanto a la capacidad C_{ds} y los tiempos de conmutación son proporcionados por el fabricante:

Table 5 Dynamic characteristics

Parameter	Symbol	Values			Unit	Note / Test Condition
		Min.	Typ.	Max.		
Input capacitance	C_{iss}	-	9900	-	pF	$V_{GS}=0V$, $V_{DS}=400V$, $f=250kHz$
Output capacitance	C_{oss}	-	160	-	pF	$V_{GS}=0V$, $V_{DS}=400V$, $f=250kHz$
Effective output capacitance, energy related ¹⁾	$C_{o(er)}$	-	338	-	pF	$V_{GS}=0V$, $V_{DS}=0...400V$
Effective output capacitance, time related ²⁾	$C_{o(tr)}$	-	3320	-	pF	$I_D=constant$, $V_{GS}=0V$, $V_{DS}=0...400V$
Turn-on delay time	$t_{d(on)}$	-	30	-	ns	$V_{DD}=400V$, $V_{GS}=13V$, $I_D=58.3A$, $R_G=1.8\Omega$
Rise time	t_r	-	27	-	ns	$V_{DD}=400V$, $V_{GS}=13V$, $I_D=58.3A$, $R_G=1.8\Omega$
Turn-off delay time	$t_{d(off)}$	-	106	-	ns	$V_{DD}=400V$, $V_{GS}=13V$, $I_D=58.3A$, $R_G=1.8\Omega$
Fall time	t_f	-	5	-	ns	$V_{DD}=400V$, $V_{GS}=13V$, $I_D=58.3A$, $R_G=1.8\Omega$

Tabla 2.26: Tiempos de conmutación y capacidades parasitas del Mosfet

Como las pérdidas de conmutación se producen por la convivencia de tensión y corriente, las máximas pérdidas se producirán cuando el producto tensión-corriente es mayor. Por tanto las máximas pérdidas en conmutación se producen debido a la topología y funcionamiento del convertidor en el Mosfet2 cuando se está cerca del circuito abierto en el caso de conectar la configuración de módulo tipo A ya que debe soportar tensiones de hasta 280 V y picos de corriente de hasta 4 A (ver gráfica).



Gráfica 2.58: Capacidades parasitas del Mosfet en función de la tensión Vds

$$C_{ds}(280V) = C_{oss} - C_{rss} = 180pF - 20pF \approx 160pF$$

En este caso las pérdidas de conmutación máximas en el encendido y en el apagado serán:

$$E_{on} = \frac{280V \cdot 4A \cdot 27ns}{2} + \frac{2}{3} \cdot 160pF \cdot 280^2 \approx 23,5 \mu J$$

$$E_{offM2} = \frac{280V \cdot 4A \cdot 5ns}{2} + \frac{4}{3} \cdot 160pF \cdot 280^2 \approx 19,53 \mu J$$

Las pérdidas de conmutación (P_{conm}) para la frecuencia de conmutación son:

$$P_{com} = (E_{on} + E_{off}) \cdot f_c = (23,5\mu J + 19,53\mu J) \cdot 20kHz = 0,86 W$$

Finalmente para dimensionar el radiador, se tienen en cuenta las máximas pérdidas tanto dinámicas como estáticas en el diodo y en los Mosfet aunque no se den de forma simultánea (radiador sobredimensionado). Los interruptores Mosfet nunca estarán conmutando a la vez por lo que se emplean las pérdidas de un solo Mosfet y las pérdidas en el diodo:

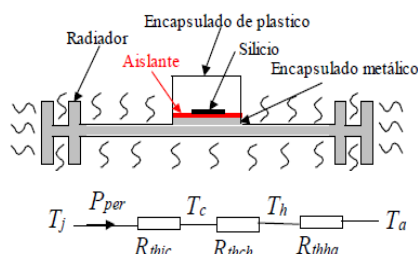
$$P_{máxdiodo} = P_{con} + P_{conm} = 12,8 W + 2 W = 14,8 W$$

$$P_{máxMosfet} = P_{con} + P_{conm} = 26,7 W + 0,86 W = 27,6 W$$

DIMENSIONADO DEL RADIADOR

Las potencias manejadas por los dispositivos semiconductores es en muchas ocasiones una magnitud considerable. Además el problema se agrava teniendo en cuenta que el tamaño de estos dispositivos es muy pequeño y dificulta la evacuación de calor producido. En este caso la potencia que deben manejar no es muy elevada pero la superficie del encapsulado no es suficiente para evacuar adecuadamente el calor disipado, por lo tanto se ve necesario la utilización de un radiador o disipador que proporcione una superficie adicional para aumentar el flujo térmico. Debido a la topología del convertidor se ha seleccionado el interruptor Mosfet y el diodo por separado en lugar de escoger un módulo que incluya ambos componentes, pero tanto los dos Mosfet como el diodo irán fijados al mismo radiador ya que así este será de menor tamaño ya que el flujo de calor se distribuye entre más semiconductores. Además como en ningún caso se produce la conmutación simultánea de los dos Mosfet se dimensiona el radiador para el diodo y un Mosfet en las peores condiciones de trabajo, aunque el radiador ira ligado tanto al diodo como a ambos Mosfet.

El límite de la corriente media que puede circular por un semiconductor es un límite térmico por lo que la potencia perdida (P_{per}), que depende de la corriente, se transforman en calor elevando la temperatura de la unión en el semiconductor. La corriente máxima la determinan las pérdidas del semiconductor (P_{per}), la temperatura máxima de trabajo del silicio ($T_{jmax} \approx 125^\circ$), la temperatura de ambiente máxima (T_{amax}) y la resistencia térmica total (R_{thja}).



Resistencias térmicas ($^\circ\text{C}/\text{W}$)

- R_{thjc} - resistencia unión (junction) - carcasa (case)
- R_{thch} - resistencia carcasa - Radiador (heatsink)
- R_{thha} - resistencia Radiador - ambiente

Circuito eléctrico equivalente del proceso de disipación térmica

$$T_j = T_a + R_{thja} P_{per} \quad T_c = T_a + (R_{thjc} + R_{thch} + R_{thha}) P_{per}$$

Temperaturas

- T_j - Temperatura de la unión.
- T_c - temperatura de la carcasa
- T_h - temperatura del radiador
- T_a - temperatura ambiente

Figura 2.56: Circuito eléctrico equivalente del proceso de disipación térmica [1]

Las pérdidas máximas que se podrán dar en el semiconductor son:

$$P_{perm\acute{a}x} = \frac{T_{j\acute{m}ax} - T_{a\acute{m}ax}}{R_{thjc} + R_{thch} + R_{thha}}$$

La resistencia térmica de la unión entre el semiconductor y el propio encapsulado (R_{thjc}) depende del tipo de encapsulado y es proporcionada por el fabricante. En este caso tanto para el diodo como para el Mosfet el fabricante proporciona los siguientes datos térmicos:

- Diodo IDW75E60 (Encapsulado TO-247): $R_{thjc}=0,5\text{ }^{\circ}\text{C/W}$
- Mosfet IPW65R019C7 (Encapsulado TO-247): $R_{thjc}=0,28\text{ }^{\circ}\text{C/W}$

Thermal Resistance					
Parameter		Symbol	Conditions	Max. Value	Unit
Thermal resistance, junction – case	Diodo	R_{thJC}		0.5	K/W
Thermal resistance, junction – case	Mosfet	R_{thJC}		0.28	

Tabla 2.27: Resistencia térmica de la unión de los semiconductores

Para aumentar las pérdidas que admite un determinado semiconductor y por tanto la potencia del convertidor y la frecuencia de conmutación, se deben reducir todo lo posible las resistencias térmicas que hay entre la unión y el ambiente. Habitualmente, se utilizan radiadores que permiten disminuir la resistencia térmica del conjunto. Para reducir la resistencia térmica del encapsulado al radiador se deben utilizar superficies lisas y limpias y además es aconsejable poner una pasta térmica entre ambos.

Como en este caso no dice nada de la resistencia entre la carcasa y el radiador, pero como el encapsulado es del tipo TO-247 se puede deducir mediante tablas de otros fabricantes que su resistencia R_{thch} es de $0,25\text{ }^{\circ}\text{C/W}$. También cabe destacar que la resistencia entre las carcasas de los semiconductores y el radiador puede disminuir utilizando pasta térmica pero también puede aumentar al emplear un aislante.

Symbol	Conditions		Characteristic Values			
			min.	typ.	max.	
R_{thCH}	with heatsink compound	TO-247		0.25		K/W
		TO-220		0.50		K/W

Tabla 2.28: Resistencia térmica del encapsulado TO-247

El fabricante también indica el rango de temperaturas en el que puede funcionar el semiconductor ($T_{j\text{máx}}$ de $175\text{ }^{\circ}\text{C}$ tanto para el diodo como para el Mosfet) pero con el fin de alargar la vida útil de estos semiconductores se toma una temperatura máxima de la unión de 125° y además se toma una temperatura ambiente máxima de 40°C .

Una vez fijadas las variables, se calcula la resistencia térmica máxima entre el radiador y el ambiente que se puede tener para posteriormente seleccionar el radiador, que deberá tener una resistencia menor a la calculada de acuerdo a la ecuación:

$$R_{thha} \leq \frac{T_{j\text{max}} - T_{\text{amax}}}{P_{\text{ptot}}} - R_{thjc} - R_{thch}$$

En este caso tanto el diodo como los Mosfet estarán unidos al mismo radiador por lo que es necesario realizar un análisis mediante la analogía eléctrica. La asociación de resistencias térmicas se tratan igual que las eléctricas y asociando series y paralelo llegamos al siguiente resultado:

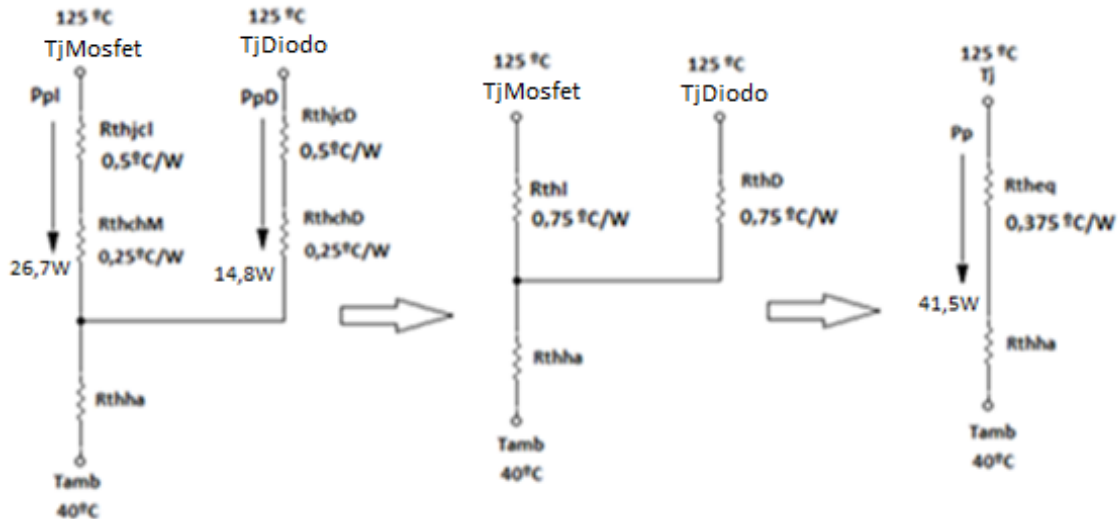


Figura 2.57: Analogía eléctrica del circuito térmico para dimensionar el radiador

La resistencia térmica equivalente de los semiconductores hasta la unión con el radiador es de $0,375^{\circ}\text{C/W}$ y por tanto la resistencia térmica que deberá tener el radiador debe ser de como mucho:

$$R_{thha} \leq \frac{125^{\circ}\text{C} - 40^{\circ}\text{C}}{14,8\text{ W} + 27,6\text{ W}} - 0,375^{\circ}\text{C/W} \approx 1,63^{\circ}\text{C/W} \rightarrow 1,4^{\circ}\text{C/W}$$


Una vez calculada y seleccionada la resistencia térmica del radiador, se puede calcular la temperatura máxima que alcanzara el radiador y la unión con el encapsulado de los semiconductores:

$$T_c - T_a = R_{thha} \cdot P_{ptot}$$

$$T_c = R_{thha} \cdot P_{ptot} + T_a = 1,4^{\circ}\frac{\text{C}}{\text{W}} \cdot 42,4\text{ W} + 40^{\circ}\text{C} \approx 100^{\circ}\text{C}$$

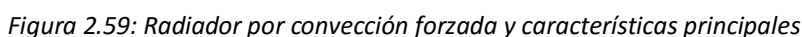
Se debe elegir un radiador de una R_{thha} de igual o menor valor que el calculado y de un tamaño adecuado para conectar los tres semiconductores del equipo. Una primera opción es elegir un disipador por convección natural y adherir o atornillar los semiconductores a él, como por ejemplo el disipador SK 85/50 SA de FISCHER ELECTRONIK del distribuidor Farnell con un precio de 12,73 € cuyas principales características son:

Información del producto



 [Technical Data Sheet \(133,90KB\) EN](#)

Otra opción es seleccionar un disipador por convección forzada ya que presentan un tamaño más reducido aunque con un coste algo mayor, adecuado para montaje sobre PCB y para conectar varios semiconductores incluyendo el encapsulado TO-247 con una R_{thja} de 1,4°C/W. Por ejemplo el disipador LAM 3K 50 05 de FISCHER ELEKTRONIK del distribuidor Rs con un precio de 23,92 € con las siguientes características:



2.3.7-Estimación del rendimiento

Hasta ahora se ha considerado el convertidor con todos sus elementos ideales, sin ningún tipo de pérdidas. A continuación se realiza un análisis del convertidor mediante PSIM incluyendo las no idealidades de cada componente para poder determinar la influencia que estas ejercen en la respuesta del convertidor, es decir, en su rendimiento. Como el convertidor va a trabajar normalmente en el punto de máxima potencia se determina el rendimiento entorno a este punto de trabajo dado que las máximas pérdidas en cada componente no se dan de forma simultánea y así se dará una idea general del rendimiento del convertidor. En el caso de conectar la configuración de módulo termoelectrico tipo B, la corriente es mayor y por tanto las pérdidas y el rendimiento para este caso serán críticos.

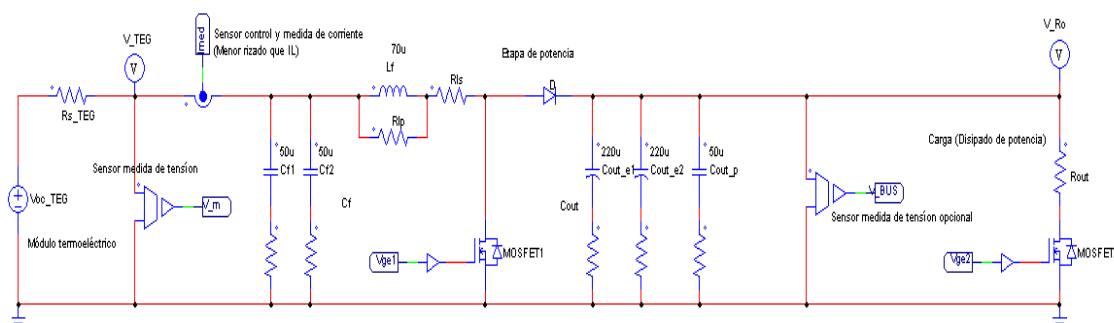
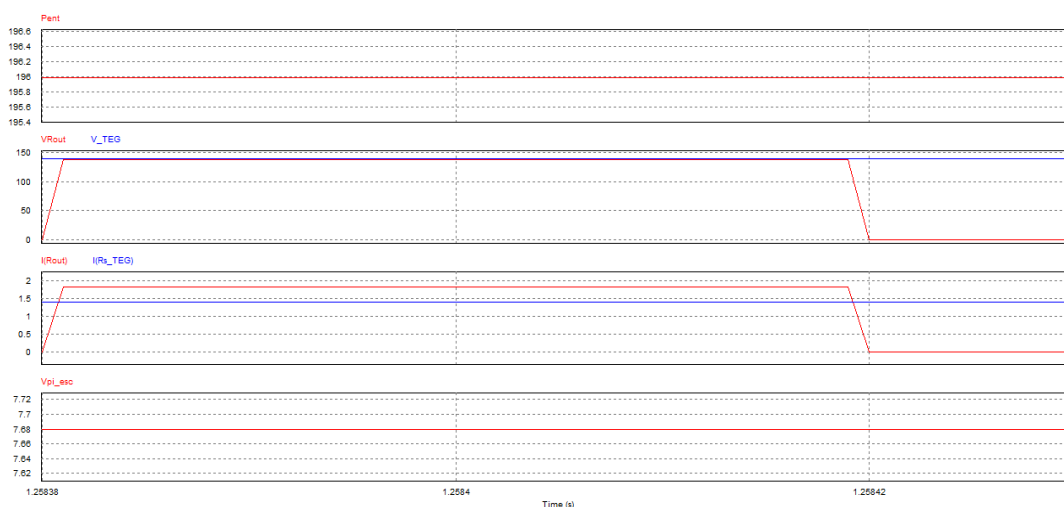


Figura 2.60: Convertidor de potencia con componentes no ideales

En las siguientes gráficas se puede observar la potencia de entrada que genera el módulo termoelectrico y la tensión y corriente en la carga para un ciclo de trabajo entorno al punto de máxima potencia (Conmutando IGBT2 con $D2 \approx 0,75$ teórico y con componentes ideales, ya que con los componentes reales dicho valor puede variar) una vez alcanzado el régimen permanente durante un periodo de conmutación, en el caso de conectar la configuración de modulo termoelectrico tipo A (Grafica 2.59), y para la configuración de modulo termoelectrico tipo B (Gráfica 2.60).



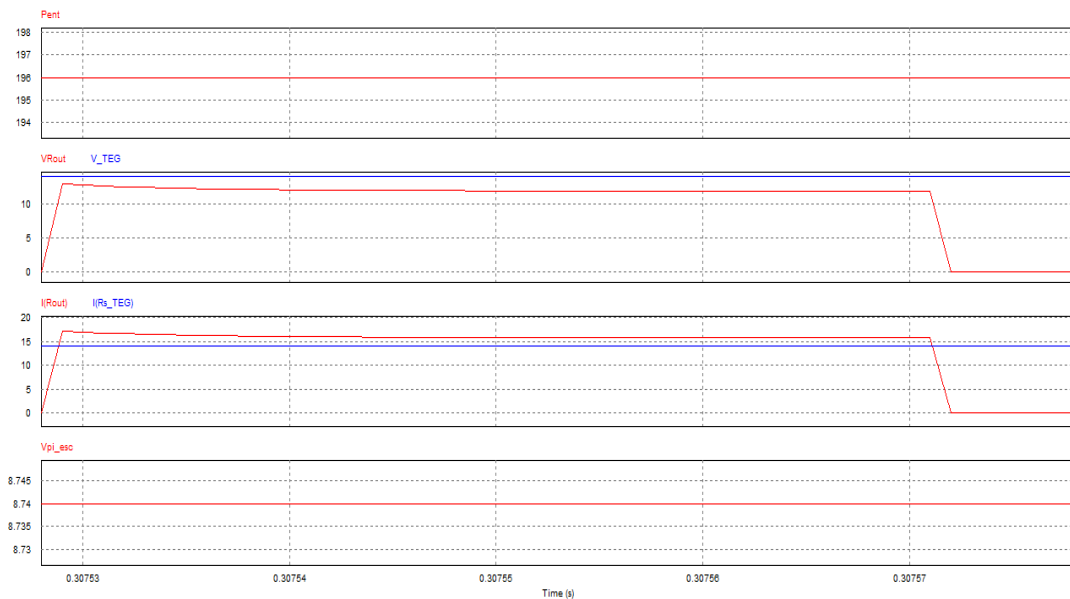
Gráfica 2.59: Potencia de entrada y tensión/corriente de salida entorno a $P_{m\acute{a}x}$ (Configuración A)

El rendimiento que se obtiene cuando se extrae la máxima potencia del módulo termoelectrico cuando $R_o=R_{steg}$ y $V_{teg}=0,5V_{oc}$ y configuración tipo A es:

$$\langle P \rangle = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T v(t) \cdot i(t) \cdot dt = v \cdot i \cdot \frac{T_{on}}{T}$$

$$\langle P_{sal} \rangle = v_{Rout} \cdot I_{Rout} \cdot D2 = 137,7 \cdot 1,835 \cdot 0,768 \approx 194 \text{ W}$$

$$\eta(\%) = \frac{P_{sal}}{P_{ent}} \cdot 100 = \frac{V_{Rout_{RMS}} \cdot I_{Rout_{RMS}}}{P_{ent}} \cdot 100 = \frac{119,62 \text{ V} \cdot 1,59 \text{ A}}{196 \text{ W}} \cdot 100 \approx 97\%$$



Gráfica 2.60: Potencia de entrada y tensión/corriente de salida entorno a $P_{máx}$ (Configuración B)

El rendimiento que se obtiene cuando se extrae la máxima potencia del módulo termoelectrico cuando $R_o=R_{steg}$ y $V_{teg}=0,5V_{oc}$ y configuración tipo B es:

$$\langle P \rangle = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T v(t) \cdot i(t) \cdot dt = v \cdot i \cdot \frac{T_{on}}{T}$$

$$\langle P_{sal} \rangle = v_{Rout} \cdot I_{Rout} \cdot D2 = 11,92 \cdot 15,89 \cdot 0,874 \approx 165 \text{ W}$$

$$\eta(\%) = \frac{P_{sal}}{P_{ent}} \cdot 100 = \frac{V_{Rout_{RMS}} \cdot I_{Rout_{RMS}}}{P_{ent}} \cdot 100 = \frac{10,96 \text{ V} \cdot 14,62 \text{ A}}{196 \text{ W}} \cdot 100 \approx 82\%$$

Por lo tanto el rendimiento del convertidor entorno al punto de máxima potencia estará de forma aproximada entre el 82% y el 97% para las diferentes configuraciones de módulo termoelectrico como fuente de entrada del convertidor.

2.4-Diseño de la tarjeta PCB

La etapa final del diseño de cualquier convertidor conmutado es el diseño físico de la placa de circuito impreso (PCB) que se utilizará para sostener mecánicamente, conectar a través de pistas y conectores, por medio de la base, el conjunto de componentes que formaran parte del convertidor.

El PCB será simple, de dos caras, y evitando posibles vías entre caras, puesto que será fabricado en la Upna, y la maquina disponible impone estas limitaciones de diseño. Para el diseño debe tenerse en cuenta la corriente que va a circular por las pistas ya que la longitud y anchura de éstas afectan a su resistencia e inductancia. Las pistas del circuito impreso deben ser lo más cortas posibles, sin bucles de retorno o espiras para mejorar la compatibilidad electromagnética (EMI), colocando también los componentes a la distancia adecuada para reducir el tamaño del equipo y aumentar así la densidad de potencia. Además es conveniente separar físicamente la parte de señal o control y la parte de potencia en el PCB y definir un plano de masa impreso por una de las caras. Todos estos y más aspectos que deben tenerse en cuenta a la hora de diseñar la placa de circuito impreso se pueden consultar en la familia de normas IPC-2200, que es un conjunto de estándares que establece los requisitos genéricos para el diseño de tarjetas de circuitos impresos.

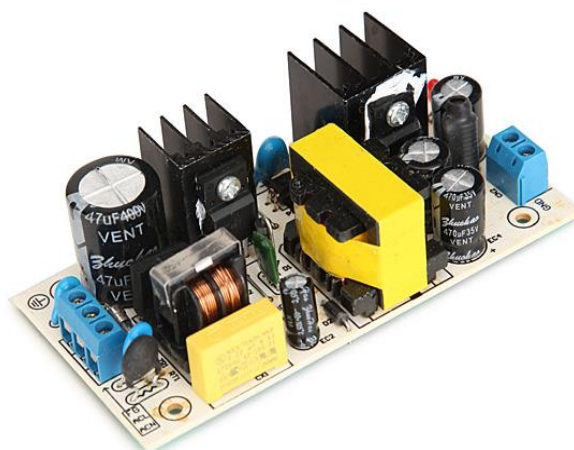
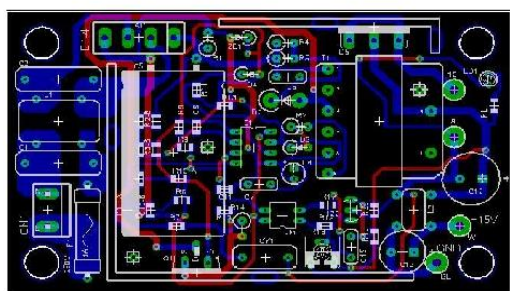


Figura 2.61: Ejemplo de diseño de PCB para fuente conmutada DC de 50 W

Se deja como trabajo futuro el diseño esquemático y de la placa de circuito impreso y se propone el software Design Spark empleado por la Universidad Pública de Navarra para generar la placa de circuito impreso PCB a partir de los diseños esquemáticos.

Tras el diseño de la tarjeta PCB, el montaje de los componentes y la programación del software de control deberán realizarse las pruebas necesarias para la validación experimental del equipo de ensayo de generadores termoeléctricos.

Capítulo 3: Control del convertidor

Este capítulo se centra en todo aquello que tiene que ver con el control del convertidor. Todo el control se integrara en un microcontrolador Arduino, desde el lazo de control de corriente hasta el sistema de medida y adquisición de los datos para llevar a cabo el control del convertidor, por ello, las funciones que deberá realizar el Arduino son:

- Generación de la señal PWM a la frecuencia de conmutación para el disparo de los interruptores.
- Lazo de control realimentado mediante un controlador PI para controlar el ciclo de trabajo de la señal PWM a partir de la referencia de corriente deseada.
- Algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia.
- Adquisición de los datos de medida de tensión y de corriente en el módulo termoelectrico para su envío y posterior análisis en un PC.

3.1-Selección del microcontrolador

En principio se selecciona Arduino como microcontrolador para el proyecto debido a su simplicidad, prestaciones, precio y el conocimiento de su programación. Existen diferentes microcontroladores de la gama de Arduino en el mercado con diferentes prestaciones:








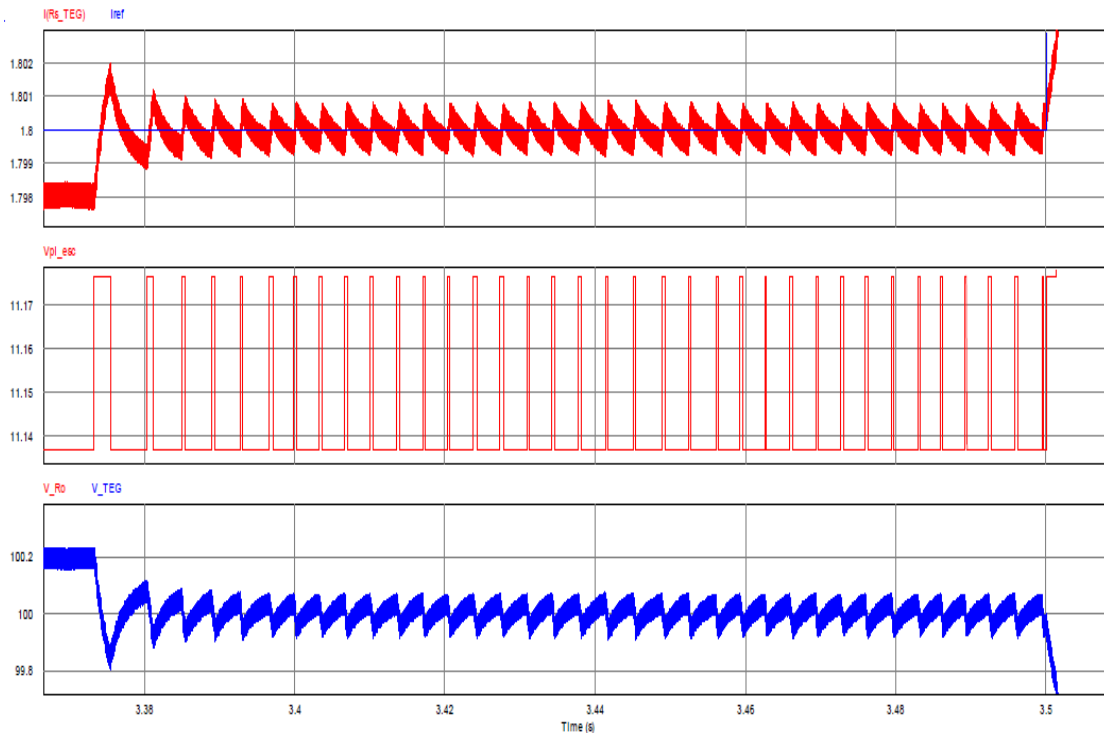
							
Fabricante	Arduino	Arduino	Arduino	Arduino	Arduino	Arduino	Arduino
Modelo	Pro Mini	Nano	Uno	Mega / Mega 2560	Leonardo	Micro	Due
Microcontrolador	AVR Atmega 168 ó 328 8bits	AVR ATmega 168 ó 328 8bits	AVR ATmega 328 8bits	AVR ATmega2560 8bits	AVR ATmega 32u4 8bits	AVR ATmega 32u4 8bits	ARM SAM3X8E Cortex-M3 32bits
Frecuencia	16Mhz	16Mhz	16Mhz	16Mhz	16Mhz	16Mhz	84Mhz
Memoria RAM	2KiB	2KiB	2KiB	8KiB	2.5KiB	2.5KiB	96KiB (64+32KiB)
Memoria EEPROM	1KiB	1KiB	1KiB	4KiB	1KiB	1KiB	0
Memoria FLASH	16 ó 32KiB	16 ó 32KiB	32KiB	128 ó 256KiB	32KiB	32KiB	512KiB
Pines digitales entradas/salidas	14/14	14/14	14/14	54/54	20/20	20/20	54/54
Tensión/corriente pines digitales	3.3v ó 5v 40mA	5v 40mA	5v 40mA	5v 40mA	5v 40mA	5v 40mA	3.3v 3~15mA (130mA entre todos)
Pines analógicos entradas/salidas	6/0	8/0	6/0	16/0	12/0	12/0	12/2
Tensión/resolución pines analógicos	3.3v ó 5v 10bits (1024 valores)	5v 10bits (1024 valores)	5v 10bits (1024 valores)	5v 10bits (1024 valores)	5v 10bits (1024 valores)	5v 10bits (1024 valores)	3.3v 12bits (4096 valores)

Tabla 3.1: Prestaciones de los diferentes tipos de Arduino

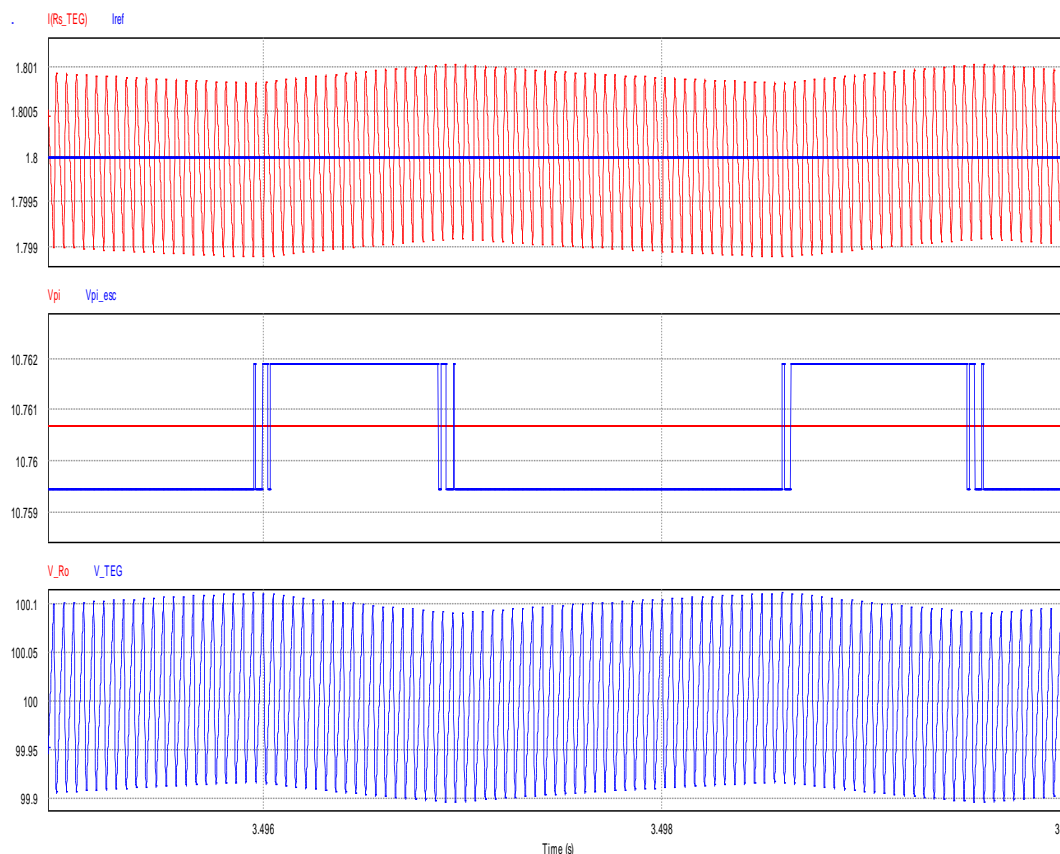
Para la selección de la topología de la etapa de conversión de potencia, a la hora de implementar el control mediante PWM se observa que si escogemos cualquiera de los Arduino cuyas salidas PWM tienen una resolución de 8 bit (0-255 divisiones), puede producir, debido al salto mínimo entre dos ciclos de trabajo, un rizado en la tensión y corriente del módulo termoelectrico a frecuencias más bajas que la de conmutación y para filtrarlo sería necesario unos componentes pasivos más grandes.



Gráfica 3.1: Rizado adicional debido a la baja resolución (8 bit, 256 divisiones) de la PWM

Por otro lado, las frecuencia que pueden obtenerse con este tipo de Arduino son muy limitadas si queremos usar los timer y divisores para obtener la frecuencia de conmutación, de hecho la que más se podría ajustar a la frecuencia que se quiere obtener es de 31 kHz. Además posee un reloj más rápido y una tasa de muestreo mayor de hasta 1000ksps.

Debido a estas limitaciones se ha optado por utilizar un Arduino DUE (el modelo más potente de las placas Arduino, aunque es más caro), ya que el rango de frecuencias que puede obtenerse a partir del reloj y sus timer es mucho más elevada y se ajusta a la frecuencia de conmutación que se desea. Por otro lado la resolución de la PWM puede ajustarse a 12 bit (0-4095 divisiones) por lo que se mejora de forma notable el rizado adicional que obteníamos con otro tipo de Arduino.



Gráfica 3.2: Rizado con alta resolución (12bit, 4096 divisiones) de la PWM

El Arduino DUE tiene un precio de 37,60 € y sus características principales son:

Características:

- Microcontrolador: AT91SAM3X8E
- Voltaje de operación: 3,3V
- Voltaje de entrada (recomendado): 7-12V
- Límites de voltaje: 6-20V
- Pines I/O: 54 (12 con PWM)
- Entradas analógicas: 12
- Salidas analógicas: 2 (DAC)
- Salida máxima I/O: 130mA
- Corriente máxima: 800mA
- SRAM: 96 KB (64 + 32 KB)
- Memoria para programa: 512 KB
- Velocidad: 84 MHz

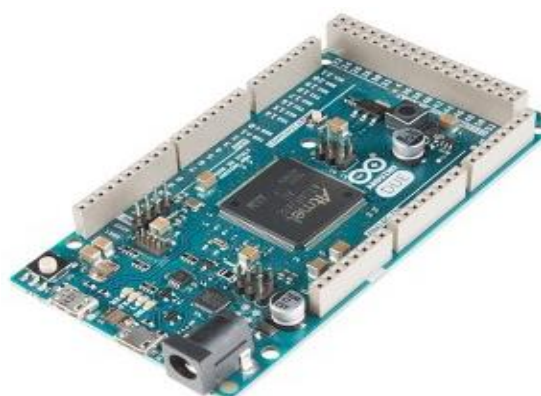


Figura 3.1: Arduino DUE y características principales

3.2-Selección del driver

El driver es el encargado de adecuar las señales de encendido y apagado a las exigencias del Mosfet. Es decir, adecua la señal de disparo enviada por el sistema de control (Control PWM en este caso llevado a cabo por el Arduino) a las exigencias del sistema de potencia del transistor. Generalmente realizan las siguientes funciones:

- Amplificación de la señal de control a los valores de tensión y corriente necesarios para el encendido y apagado del interruptor.
- Aislamiento entre el sistema de control y el de potencia llevado a cabo mediante un transformador de pulso, opto-coplador o fibra óptica.
- Protección contra tensiones bajas de alimentación y cortocircuitos.

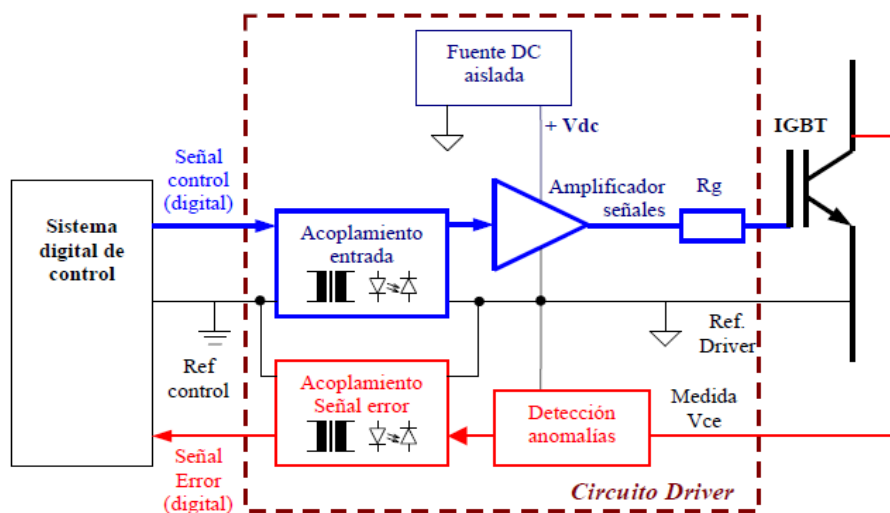


Figura 3.2: Estructura general del circuito Driver [1]

Para seleccionar el driver adecuado para este convertidor se deberá tener en cuenta las siguientes exigencias:

- Correcto funcionamiento a la frecuencia de conmutación.
- Rango de tensión adecuado a las exigencias a las que se le va a hacer trabajar:
 - Tensión de entrada mínima de 3,3V (Arduino DUE, I_{pin} 3-15mA).
 - Tensión de salida de 15V a -5V para el encendido y apagado del Mosfet.
- Capaz de detectar fallo por cortocircuito.
- Aislamiento entre señal y potencia.
- Capaz de proporcionar un pico de corriente de hasta 10 A teniendo en cuenta la resistencia de puerta R_g.
- Precio económico.

De acuerdo a dichos requerimientos se ha seleccionado el driver 1EDI60N12AF de INFINEON del distribuidor Farnell, especialmente diseñado para controlar Mosfet o IGBT en aplicaciones como convertidores de potencia DC, con un precio de 2,71 €, cuyas principales características son:

INFINEON 1EDI60N12AFXUMA1 CONTROLADOR MOSFET INV/NO INV 10A, DSO-8

Información del producto

• Configuración del Controlador	Inversión, No Inversión
• Corriente de Pico de Salida	10A
• Tensión de Alimentación Mín.	3.5V
• Tensión de Alimentación Máx.	15V
• Tipo de Controlador	DSO
• Núm. de Contactos Macho	8Pines
• Retardo de Entrada	125ns
• Retardo de Salida	120ns
• Temperatura de Trabajo Mín.	-40°C
• Temperatura de Trabajo Máx.	125°C
• Encapsulado	Cinta Cortada



Fabricante: INFINEON
Código Farnell: 2532487
Referencia del fabricante 1EDI60N12AFXUMA1
Technical Data Sheet (1,70MB) EN

Figura 3.3: Driver y características principales

Dicho driver tiene la ventaja de que la tensión de entrada puede operar a 3,3 V, ideal para esta aplicación ya que la señal PWM que va a proporcionar el Arduino DUE es de 3,3 V. Puede dar un pico de corriente de hasta 10 A y presenta dos salidas, una para el apagado y otra para el encendido de forma que se puede optimizar la resistencia de puerta para cada caso. También proporciona aislamiento entre la entrada y la salida para tensiones de trabajo del interruptor de hasta 1200 V, protección ante bajos voltajes y cortocircuito, además de una caída de tensión mínima por lo que tiene una resistencia interna despreciable frente a la resistencia de puerta.

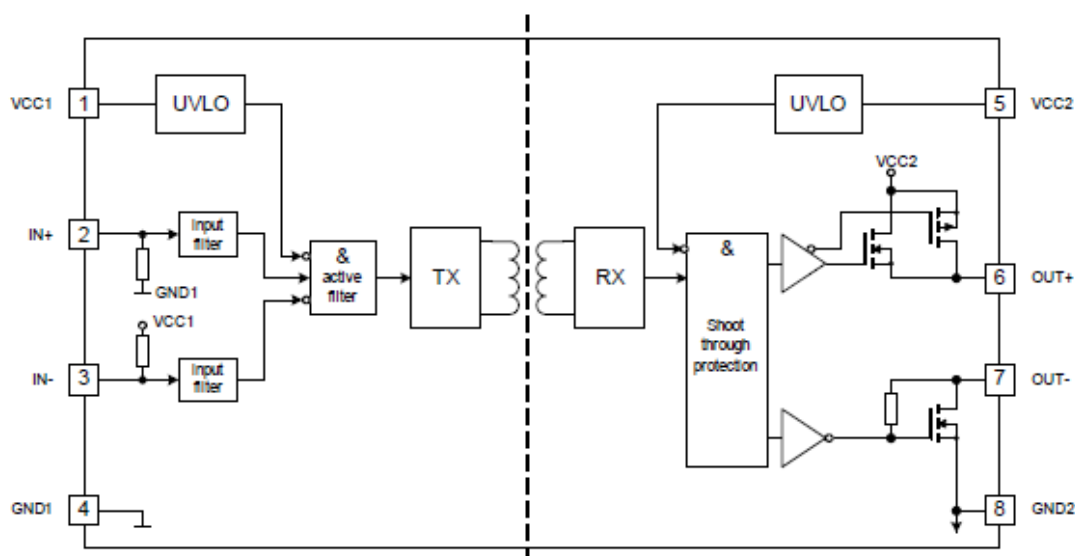


Figura 3.4: Esquema y pines de conexión del driver

De la mano del driver, van una serie de componentes, cuyo objetivo es la optimización del funcionamiento del Mosfet. Dichos componentes, se encargan de que el encendido y el apagado del Mosfet se realiza correctamente. En este caso el fabricante propone el siguiente circuito para el correcto funcionamiento del conjunto Mosfet y driver que se ajusta a los requerimientos del convertidor:

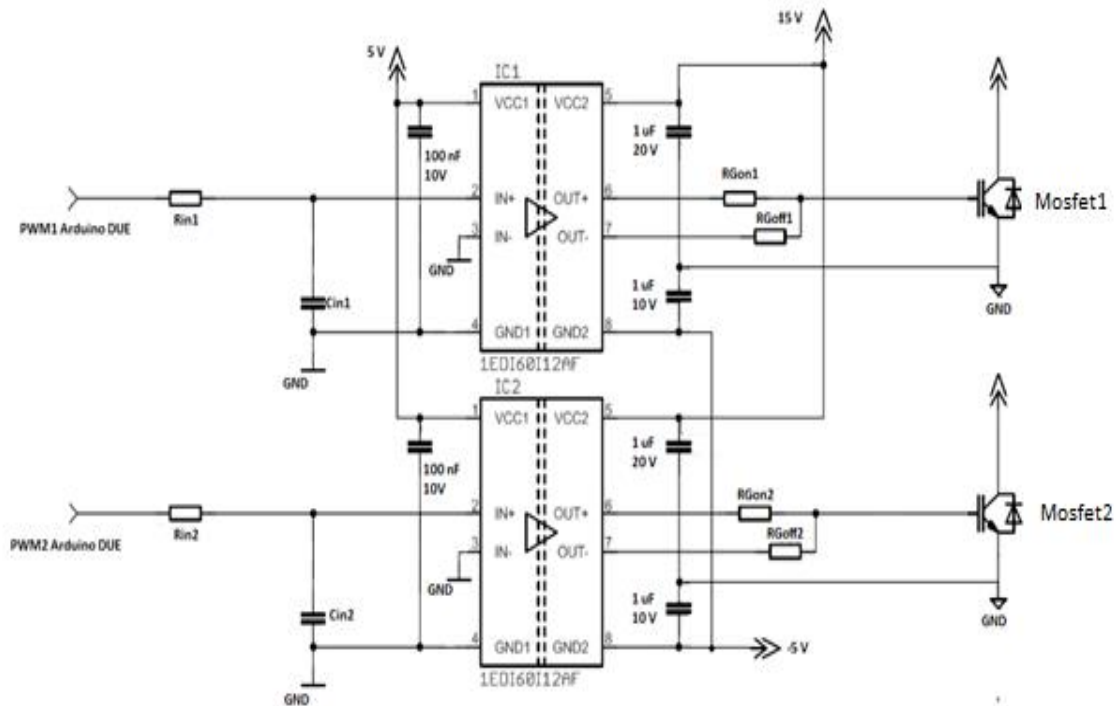


Figura 3.5: Circuito de conexión PWM + driver + Mosfet

Se ha colocado un condensador cerámico de desacoplo para mantener estable la tensión de alimentación del driver con un valor típico en estas aplicaciones de 100 nF. El fabricante también propone colocar un condensador “bootstrap” para el encendido y apagado del Mosfet, que se encarga de dar el pico de corriente necesario con un valor de 1 uF.

A la entrada del driver, en la señal PWM se puede colocar también un filtro pasa bajo para eliminar el posible ruido de la señal formado por un condensador y una resistencia que además limita la corriente. En este caso no se ve necesario y se conectara directamente al controlador ya que la señal PWM es generada por el Arduino DUE que ya realiza un filtrado de señal interna de las salidas digitales y además los niveles de tensión y corriente se adaptan a las exigencias del driver.

La salida del driver será alimentada entre 15 V y -5 V, de forma que se asegure tanto el encendido y apagado del Mosfet de acuerdo a la tensión umbral. Además aumentar la diferencia de tensión aplicada en el cambio de estado del driver se consigue acelerar el proceso de conmutación y reducir las pérdidas.

Los tiempos de conmutación del Mosfet están determinados por la carga y descarga de las capacidades de puerta, y si se aumenta la corriente de pico de puerta, el tiempo de encendido y apagado será más corto y se reducen las pérdidas de conmutación. Como el driver tiene la opción de separar la resistencia de puerta para el encendido y apagado de forma que se pueda optimizar en cada caso, la resistencia de puerta de encendido influencia a las variaciones de tensión y corriente durante el encendido del Mosfet e incrementarla reduce las variaciones de tensión y de corriente, pero aumenta las pérdidas de conmutación. Reduciendo la resistencia de puerta de apagado, se puede prevenir un encendido parásito y además cuanto menor sea la resistencia de puerta de apagado, menores serán las pérdidas de conmutación. Como contrapartida, una menor resistencia provoca mayores sobre-oscilaciones, debido a las inductancias parásitas. El valor mínimo de resistencia de puerta, viene determinado por el máximo pico de corriente que puede dar el driver:

$$I_{Gpeak} = \frac{V_{Gon} - V_{Goff}}{R_G + R_{driver}} \rightarrow R_G \approx \frac{V_{Gon} - V_{Goff}}{I_{Gpeak}} = \frac{15 - (-5)}{10} = 2 \Omega$$

La potencia individual de cada alimentación interna necesaria para conducir el Mosfet se puede encontrar como una función de la frecuencia de conmutación prevista y de la energía que tiene que ser utilizada para cargar y descargar la capacidad de entrada del Mosfet.

$$P_{out} = Kc \cdot Cies \cdot (V_{Gon} - V_{Goff})^2 \cdot f_{com} = 2 \cdot 3000pF \cdot (20)^2 \cdot 20 kHz \approx 50 mW$$

Por tanto la resistencia de puerta tanto para el apagado como para el encendido deberá estar comprendidas en torno a los 2Ω (valor mínimo por pico de corriente), que además se ajusta a la resistencia de puerta que el fabricante ha empleado para realizar los ensayos del Mosfet seleccionado ($1,8\Omega$). El ajuste para obtener el valor de la resistencia optima de puerta de encendido y apagado deberá evaluarse mediante ensayos experimentales.

3.3-Modulación PWM

La modulación por ancho de pulsos (PWM) de una señal es una técnica en la que se modifica el ciclo de trabajo de una señal periódica, en este caso una señal de onda cuadrada, para controlar la cantidad de energía que se envía a una carga. El ciclo de trabajo de una señal periódica es el ancho relativo de su parte positiva en relación con el período.

Mediante la señal PWM se puede modificar la velocidad de disparo de los semiconductores adaptando los niveles de tensión y corriente deseados en el convertidor mediante un lazo de control.

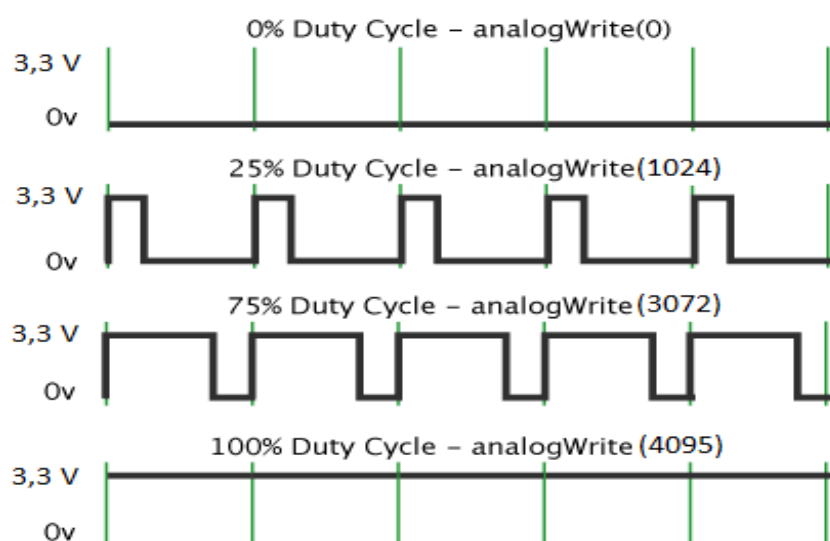


Figura 3.6: Ciclo de trabajo y modulación por anchura de pulso en Arduino DUE

La construcción típica de un circuito PWM se lleva a cabo mediante un comparador con dos entradas y una salida. Una de las entradas se conecta a un oscilador de onda triangular, mientras que la otra queda disponible para la señal moduladora. En la salida la frecuencia es generalmente igual a la de la señal dientes de sierra y el ciclo de trabajo está en función de la portadora.

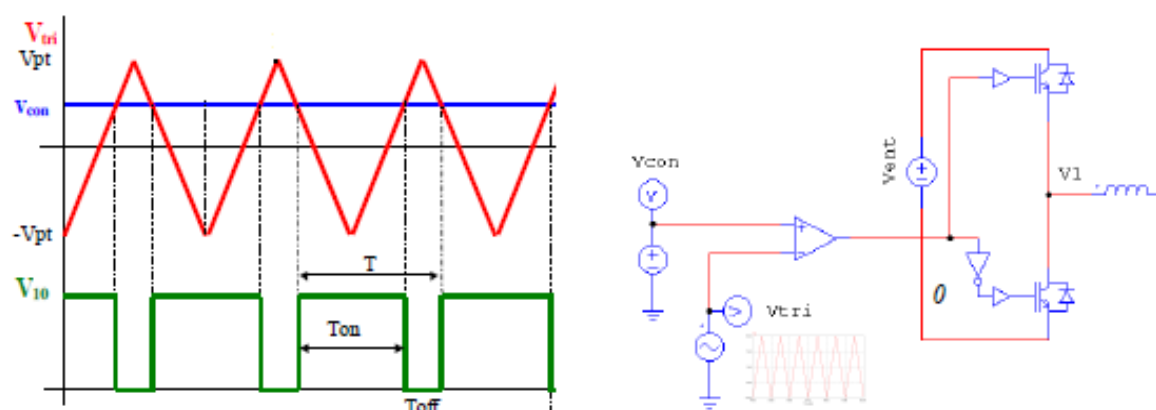


Figura 3.7: Generación de la PWM de forma analógica [1]

En este caso la modulación PWM se va a realizar con las salidas PWM que posee el Arduino DUE. Tiene un total de 54 pines de entrada/salida, de las cuales 12 son PWM (pines 2 a 13) con resolución configurable de hasta 12 bits.

Las salidas PWM activan la salida digital durante un tiempo (3,3 V) y la mantienen apagada durante el resto (0 V) con un periodo o frecuencia dada. Existen varias formas de obtener una señal PWM a una frecuencia configurable dado que la frecuencia por defecto de las salidas PWM es de unos 500 Hz y la frecuencia deseada de conmutación va a ser de unos 20 kHz. La forma más segura y fiable es cambiar dicha frecuencia a partir de la frecuencia de reloj mediante los timer y divisores que posee el Arduino consiguiendo así la frecuencia deseada.

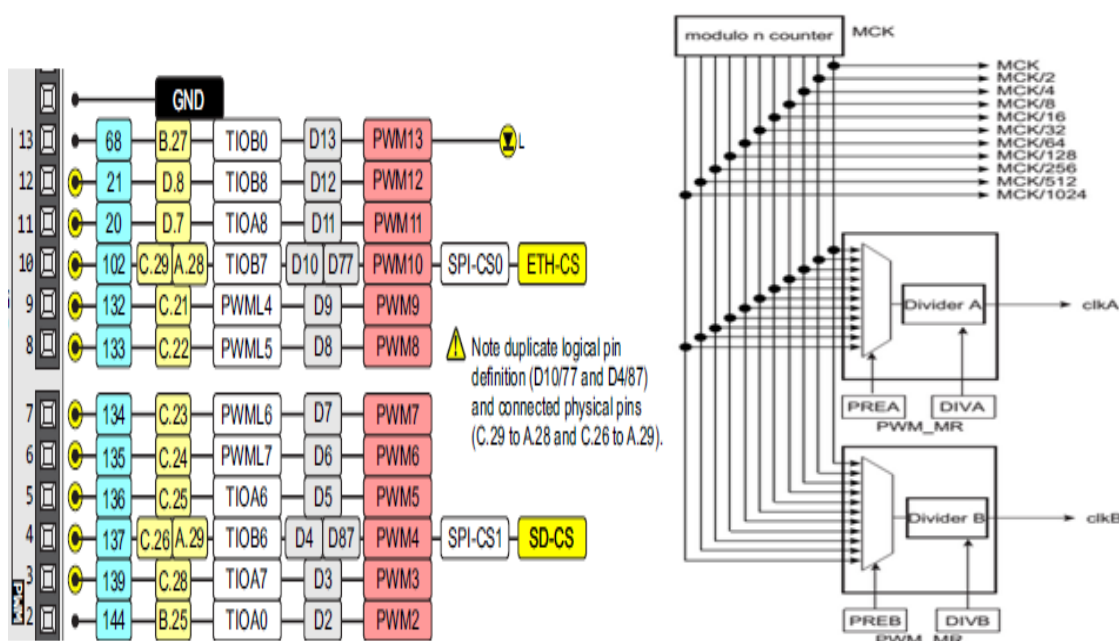


Figura 3.8: Salidas PWM y relojes internos Arduino DUE

A partir de los relojes clkA o clkB y el reloj maestro MCK (84 MHz) se puede crear una configuración personalizada compuesta por un prescalador $MCK/2...1024$ y un divisor de 2 a 255 de forma que la frecuencia de la PWM se puede calcular como:

$$Frecuencia_{PWM} = \frac{MCK(84MHz)}{PRE(1..1024)} \cdot \frac{1}{DIV(2 - 255)}$$

Por tanto para obtener una frecuencia lo más cercana a la frecuencia de conmutación deseada se consigue con un predivisor de 32 y un divisor de 131:

$$Frecuencia_{PWM} = \frac{84MHz}{32} \cdot \frac{1}{131} = 20.038,16 \text{ Hz}$$

Se deja como trabajo futuro la implementación del código en Arduino para generar la señal PWM a la frecuencia de conmutación y el control del ciclo de trabajo mediante el lazo de control de corriente con un PI digital.

3.4-Lazo de control de corriente y sintonización del controlador PI

Una vez diseñada la estructura del convertidor, se implementa el control para conseguir que las tensiones y corrientes evolucionen del modo deseado para un correcto funcionamiento de la etapa de potencia. Para ello se debe tener en cuenta que:

- Se debe realizar un lazo cerrado de control para actuar sobre los valores de tensión y corriente que permitan alcanzar las referencias establecidas.
- La relación entre la variable deseada y la secuencia de conmutación varía en aquellos casos en los que el convertidor pueda operar en MCC o MCD.
- Se estudia el sistema basado en un modelo, lo que supone una simplificación del sistema real.

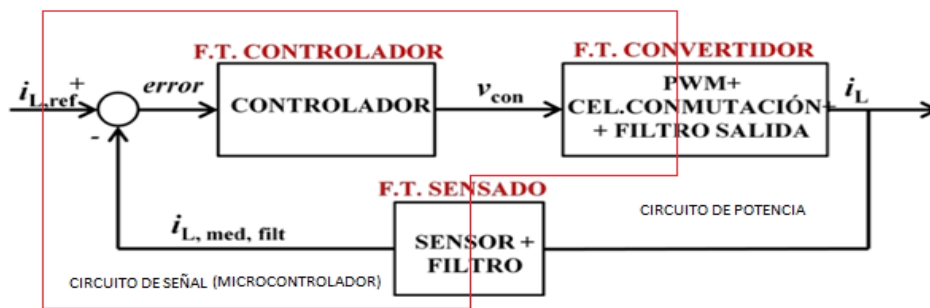


Figura 3.9: Diagrama de bloques de un lazo de control realimentado [1]

Habitualmente se realiza un control en cascada para gobernar el convertidor, compuesto por un lazo interno de corriente y un lazo externo d tensión de forma que además de seguir la corriente de referencia, se mantiene una tensión continua a la salida del convertidor. En este caso como el objetivo de este convertidor es disipar la potencia generada en una carga, no es necesario mantener la tensión de salida constante, por lo que solo se realiza un control de corriente. Además lo que caracteriza el control de este convertidor es que mediante el mismo lazo de control se pueden controlar los dos interruptores, ya que su conmutación no se produce de forma simultanea:

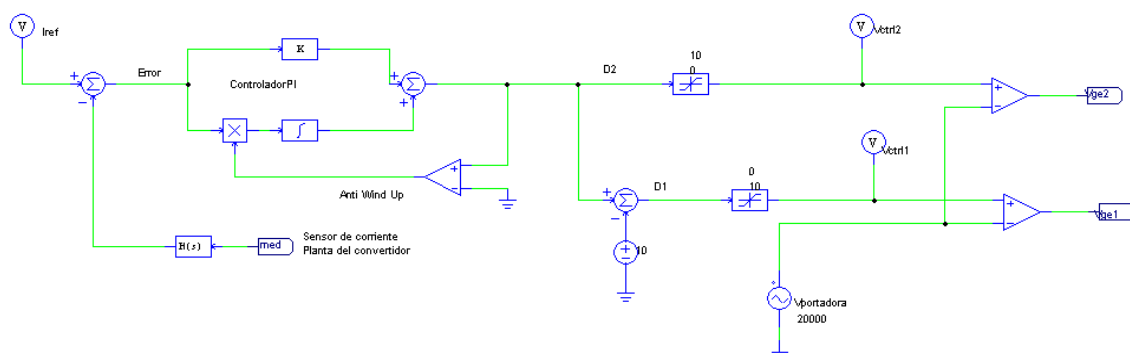


Figura 3.10: Lazo de control de corriente implementado (PSIM)

El lazo de corriente del convertidor será un lazo cerrado con realimentación negativa cuyo objetivo es variar la corriente de entrada según la corriente de referencia deseada. Dicho lazo de control estará constituido por:

1) La planta, es decir el convertidor “físicamente” que efectúa las órdenes del lazo de control para conseguir la variación de corriente deseada. En este caso la planta se puede analizar desde dos puntos de vista ya que en función del interruptor que trabaje, se tienen dos situaciones diferentes. Sin embargo, en el caso de que el interruptor2 permanezca cerrado y el interruptor1 este conmutando (topología elevador), la dinámica es mucho más rápida que en el caso de que el interruptor1 permanezca abierto y el interruptor2 conmutando. Por tanto se define la planta del convertidor para el cálculo del PI en el caso más crítico, cuando la dinámica es más rápida.

Cuando está conmutando el interruptor1 y permanece cerrado el interruptor2, la planta del convertidor se puede modelar como:

$$V_L = L \cdot s \cdot I_L \quad y \quad V_L = V_{TEG} - V_{Ro} \cdot (1 - D1)$$

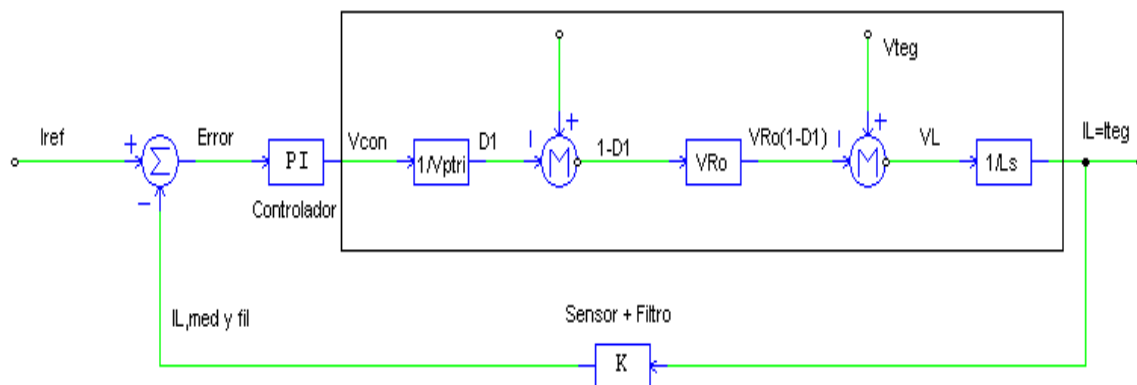


Figura 3.11: Modelo de la planta del convertidor (Conmutando interruptor1)

2) La presencia de un sensor de medida de corriente que permitirá tener información en todo momento de los valores de corriente para la realimentación. Debido a la elevada frecuencia de conmutación, conviene emplear un filtro pasabajo para eliminar el posible ruido por lo que el diagrama de bloques del sensor de corriente queda:

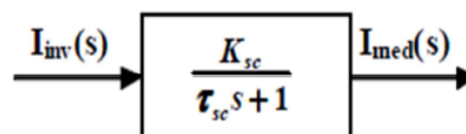


Figura 3.12: Bloque sensor + filtro de corriente

Dicho bloque se encarga de medir la señal y adecuarla a unos valores para que sea posible medirla mediante el controlador Arduino y además se pasa por un filtro pasabajo RC. El sensor utilizado es una célula LEM, y los parámetros que se deben tener en cuenta para el diseño del lazo son:

- La ganancia del sensor es un escalado entre los amperios medidos y los voltios para la señal de medida y depende del número de vueltas de la célula LEM y la resistencia de media:

$$K_{sc} = \frac{N1}{N2} \cdot R_m$$

- La constante de tiempo de filtrado que depende de la frecuencia de corte del filtro de corriente (se coloca una década por debajo de la f_{com}):

$$\tau_{sc} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{fil}} = \frac{1}{2\pi \cdot 2000} = 7,95 \cdot 10^{-5} \text{ seg}$$

- La variable s en el dominio de Laplace que depende de la frecuencia del lazo de corriente ($\omega_{li}=2\pi f_{li}$ con $f_{li}=800 \text{ Hz}$).

3) La presencia de un regulador de control que elimine en todo momento el error entre la referencia a seguir y la medida real obtenida por el sensor. Aunque existen reguladores de control de muchos tipos, es más habitual un regulador PI ya que además de la constante proporcional, proporciona el integrador necesario para evitar el error en régimen permanente, tiene una implementación sencilla y no tiene el problema de que se produzcan fuertes derivadas debidas al ruido que introduce la conmutación como en el caso de un PID. Por tanto el diagrama de bloques de un controlador PI es:

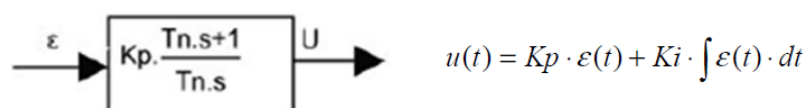


Figura 3.13: Bloque controlador PI

El PI es el encargado de la velocidad del lazo y de dar estabilidad al sistema. El regulador PI tiene dos parámetros que se calculan estableciendo dos condiciones importantes en el sistema: rapidez y estabilidad. Dichos parámetros se calculan a partir de la función de transferencia del sistema en lazo abierto, que en este caso, debido a la planta del convertidor se tiene:

$$F_{TLA}(S) = \frac{K_P \cdot V_{Ro} \cdot K_{SC}}{T_n \cdot V_{pt} \cdot L} \cdot \frac{1}{s^2} \cdot (T_n s + 1) \cdot \frac{1}{\tau_{SC} s + 1}$$

Como se puede observar al estudiar la función de transferencia en lazo abierto, solo se tienen en cuenta los elementos de la cadena directa. Una vez obtenida la función de transferencia, el objetivo es buscar los parámetros del PI (K_p y T_n). La constante K_p es la que va a aportar la rapidez del lazo mientras que la T_n es la que va a aportar la estabilidad.

- A partir del criterio de estabilidad se halla T_n para un margen de fase de unos 40-60° (compromiso entre rapidez y estabilidad) como:

$$\varphi[FT_{LA}(j\omega_c)] = -180^\circ + MF$$

$$-180^\circ + \arctg(T_n \cdot \omega_c) - \arctg(\tau_{SC} \cdot \omega_c) = -180^\circ + MF$$

- Con el criterio de rapidez y a partir de T_n se halla el valor de la constante K_p como:

$$|FT_{LA}(j\omega_c)| = 1$$

$$\frac{K_P \cdot V_{Ro} \cdot K_{SC}}{T_n \cdot V_{pt} \cdot L \cdot \omega_c^2} \cdot \sqrt{\frac{(T_n \cdot \omega_c)^2 + 1}{(\tau_{SC} \cdot \omega_c)^2 + 1}} = 1$$

Por ejemplo si se está trabajando cerca del punto de máxima potencia con la configuración de módulo termoelectrico tipo A (40 células en serie, $V_{Ro}=140$ V) con un margen de fase de 50°, $K_{sc}=0.9$ y $V_{pt}=3.3$ V, los valores del regulador PI serán:

$$T_n = 0.015 \text{ s } y \quad K_p = 0.01$$

Debido a que tanto la corriente como la tensión de salida es variable a lo largo del ensayo y en función de la configuración de módulo termoelectrico, la dinámica del lazo podría verse afectada por lo que será necesario que los parámetros K_p y T_n cambien para tener una rapidez y estabilidad del sistema constante.

Se deja como trabajo futuro la implementación digital en Arduino del lazo de control de corriente, así como el ajuste del controlador PI en función de los diferentes niveles de tensión y corriente del convertidor para obtener la respuesta deseada para cada configuración de módulo termoelectrico.

3.5-Algoritmo MPPT

La cantidad de energía generada a partir de un módulo termoelectrico depende principalmente del gradiente de temperaturas al que está sometido y la carga a la que se conecta. Se busca que el convertidor opere en el punto de máxima potencia (MPPT), extrayendo siempre la máxima potencia del generador termoelectrico, que cambia con la temperatura y con las variaciones de carga. Existen numerosas técnicas de seguimiento del punto de máxima potencia cuyo algoritmo se centra en la medición de los parámetros de entrada del convertidor (tensión de entrada y corriente entregada por la fuente primaria) y que se han desarrollado habitualmente para los sistemas fotovoltaicos. El problema es cómo obtener los puntos óptimos de operación (voltaje y corriente) de forma automática para extraer la máxima potencia bajo diferentes condiciones de funcionamiento.

Los aspectos principales para seleccionar la técnica más adecuada para el seguimiento de MPPT son: La facilidad de implementación del algoritmo, el número de sensores necesarios para aplicar el MPPT, el costo económico que requiere su implementación y en este caso la implementación digital mediante programación en Arduino ya que proporciona flexibilidad a la hora de realizar variaciones en los parámetros de funcionamiento sin necesidad de modificación del hardware.

Aprovechando que se han empleado un sensor LEM y un divisor de tensión para medir las variables de corriente y tensión del generador termoelectrico a la entrada del convertidor, la técnica más adecuada para el MPPT es el denominado *perturbar y observar* (P&O), que es muy utilizado debido a su simplicidad de funcionamiento.

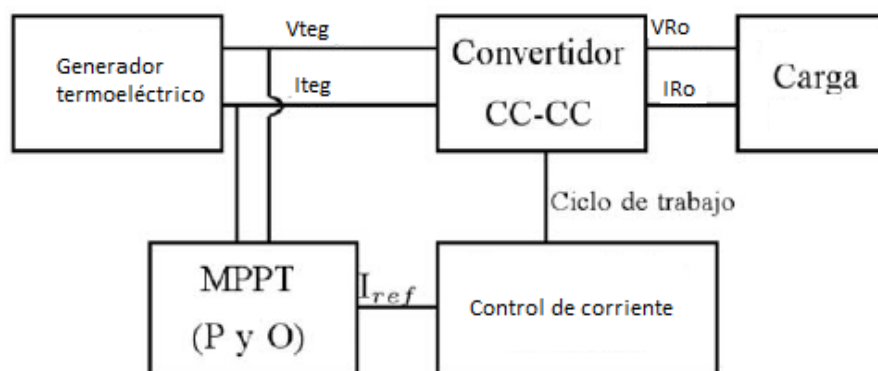


Figura 3.14: Diagrama de bloques sistema convertidor + control + MPPT [10]

El algoritmo *perturbar y observar* (P&O) consiste en modificar el ciclo útil del convertidor de potencia conectado a la salida de la fuente primaria, en este caso el generador termoelectrico, con el cambio del ciclo útil se modifica la corriente extraída del generador, por lo consiguiente la potencia obtenida se modifica en relación a la modificación del ciclo útil de la señal de disparo de los semiconductores del convertidor.

El algoritmo *perturbar y observar* se basa en el siguiente criterio: si el voltaje de operación, V_{teg} , del generador termoelectrico se perturba en cierta dirección y la potencia extraída del mismo se incrementa significa que el punto de operación se ha movido hacia el MPP, por consiguiente el voltaje de operación deberá perturbarse en la misma dirección, de otra forma si la potencia extraída disminuye, el punto de operación se ha movido en dirección opuesta de la ubicación del MPP, por consiguiente el voltaje de operación deberá ser perturbado en dirección contraria a la que se tenía.

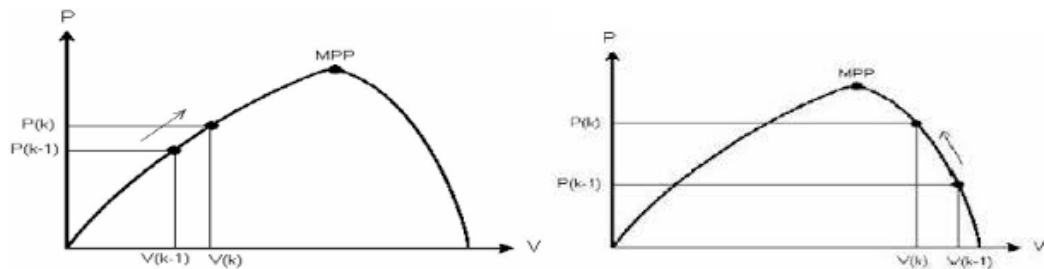


Figura 3.15: Funcionamiento del algoritmo de seguimiento MPPT (P&O) [10]

En la siguiente figura se muestra el diagrama de flujo del algoritmo *perturbar y observar*, donde p_{act} es la potencia medida a la entrada del convertidor, p_{ant} es la potencia anterior a la perturbación, p_{ert} es una variable que indica la dirección de la perturbación, $step$ es el tamaño de la perturbación y pwm es el valor de ciclo útil utilizado para variar el voltaje del generador termoelectrico, el algoritmo compara la potencia actual con la anterior y con base en ello determina si se sigue aplicando la misma perturbación o se deberá invertir en el siguiente ciclo.

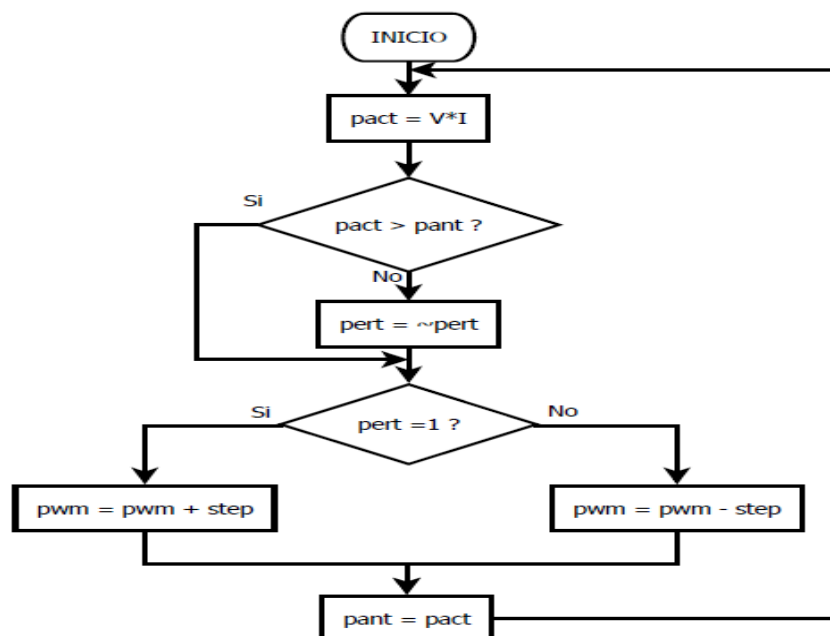


Figura 3.16: Esquema del algoritmo de seguimiento MPPT (P&O) [10]

Se deja como trabajo futuro la implementación digital en Arduino del algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia.

3.6-Medida y acondicionamiento de señal

El objetivo principal del proyecto es medir de forma lo más precisa posible las variables de tensión y corriente en el módulo termoelectrónico y adaptarlas a los niveles adecuados para poder ser procesadas mediante el controlador, en este caso el Arduino DUE. Además el sensor de corriente se empleará a su vez para el lazo de control de corriente. Debido a que el equipo está diseñado para ensayar diferentes configuraciones de módulo TEG, el valor de las medidas es muy variado con un rango de corriente que puede ir de 0 a 28-30 A y un rango de tensión de 0 a los 280-300 V, por ello será necesario un sensor de corriente y tensión que pueda adaptarse en la medida de lo posible al rango de tensiones y corrientes para cada configuración de módulo termoelectrónico ya que colocar un sensor para cada valor de corriente y tensión según la configuración de la entrada a la etapa de potencia sería costoso y muy caro. Además posteriormente será necesario adaptar las medidas realizadas a las exigencias de las entradas analógicas del Arduino DUE que puede soportar una tensión máxima de 3,3 V.

Por otra parte los dispositivos para realizar las medidas de tensión y corriente deberán proporcionar aislamiento entre la parte de potencia y la parte de señal además de ser una opción lo más económica posible, práctica, sencilla de configurar y debe ajustarse a las características de la etapa de potencia.

3.6.1-Medida y acondicionamiento de corriente

La necesidad de medir corrientes con un amplio rango de valores, además de proporcionar aislamiento entre potencia y señal y poder ajustar la medida a las exigencias del controlador Arduino hace que el sensor de corriente más indicado para esta aplicación sea una célula LEM con salida en corriente y ajustable según el rango de corriente a medir. Se ha seleccionado el transductor de corriente LA 35-NP de LEM del distribuidor RS, adecuado para montaje sobre PCB y rango de medida ajustable, con un precio de 28,67 €, cuyas principales características son:

Transductor de corriente, Lazo Cerrado Efecto Hall, 0 → 70 A, 15 ac LEM

Rango de Corriente de Entrada	0 → 70 A
Rango de Corriente de Salida	35mA _{rms}
Tensión de Alimentación	15 V
Tipo de Sensor	Lazo Cerrado Efecto Hall
Tipo de Montaje	PCB
Ancho de banda de la Frecuencia	Dc a 150 kHz
Precisión	+/-0.5 %



Figura 3.17: Sensor LEM de corriente y características principales

Dicho sensor puede medir corrientes en un rango de -70 a 70 A con una precisión de 0,5%, por lo que se ajusta a las características del convertidor. Debe ser alimentado con una tensión de -15 y 15 V. La señal de salida del sensor es en corriente y según la configuración se puede ajustar para diferentes rangos de corriente con un ratio de conversión y características nominales de:

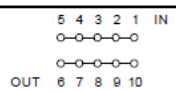
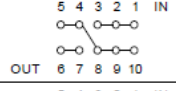
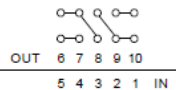
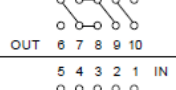
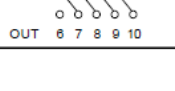
Number of primary turns	Primary current		Nominal output current I_{SN} [mA]	Turns ratio K_N	Primary resistance R_P [$m\Omega$]	Primary insertion inductance L_P [μH]	Recommended connections
	nominal I_{PN} [A]	maximum I_P [A]					
1	35	70	35	1/1000	0.3	0.023	
2	17	34	34	2/1000	1.1	0.09	
3	11	22	33	3/1000	2.5	0.21	
4	8	16	32	4/1000	4.4	0.37	
5	7	14	35	5/1000	6.3	0.58	

Tabla 3.2: Características y conexión de la célula LEM LA35-NP

De acuerdo a las diferentes conexiones que pueden realizarse, se trata de un sensor adecuado para esta aplicación y en función de la configuración de módulo termoelectrico que se quiera ensayar, se puede seleccionar el rango de medida de corriente que mejor se adapte mediante jumpers, según el diagrama de conexión del sensor, colocados sobre la PCB. Como la señal de salida del sensor es en corriente y se requiere un valor de tensión que no supere los 3,3 V que puede soportar el Arduino DUE, se debe colocar una resistencia que además debe dimensionarse según el rango de medida para aprovechar mejor la resolución que ofrece las entradas analógicas del Arduino DUE (4095 bit) y no perder precisión en la medida. El valor de dichas resistencias se debe ajustar al que recomienda el fabricante y va a determinar el rango de medida de corriente en cada caso.

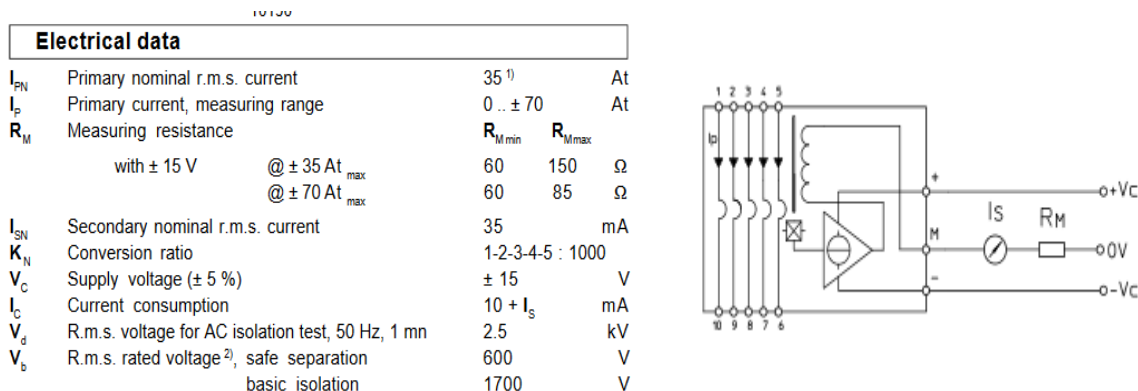


Figura 3.18: Características eléctricas y esquema de la célula LEM LA25-NP

Por ejemplo si se quiere medir el valor de corriente para la configuración de módulo TEG tipo B, en el que la máxima corriente es la de cortocircuito que será de unos 28 A, se debe escoger la configuración N°1 del sensor con un ratio de conversión 1:1000. Como es posible que debido al gradiente de temperaturas del módulo pueda variar algo y alcanzar una corriente algo superior se establece un margen de seguridad entorno al 50%, es decir que la tensión máxima de medida de 3,3 V se de para una corriente de aproximadamente 1,5 veces la de cortocircuito, en este caso (40 A). De este modo la resistencia que se debe colocar para obtener dicho valor es de:

$$I_{med} = I_{teg_m\acute{a}x} \cdot \frac{N1}{N2} = 40 \text{ A} \cdot \frac{1}{1000} = 0,04 \text{ A} \rightarrow R_M = \frac{V_{esc}}{I_{med}} = \frac{3,3 \text{ V}}{0,04} = 82 \Omega$$

Para un corriente medida máxima de 40 A, al Arduino DUE le llegarán 3,3 V (4095 bit), y por ejemplo para una corriente de 14 A la tensión será:

$$V_{esc} = I_{teg_esc} \cdot R_M = 14 \text{ A} \cdot \frac{1}{1000} \cdot 82 \Omega = 1,148 \text{ V (1425 bit de 4095)}$$

Aprovechando la resistencia R_M y a modo de filtro pasabajos RC, se colocara un condensador en paralelo para cada una de las resistencias y un buffer a la salida del filtro para asegurar la estabilidad de la señal, además de un diodo zener para proteger el controlador y limitar la tensión de la entrada analógica a 3,6 V (+/-5%).

A partir de la frecuencia corte de filtrado de corriente (1/10 de la frecuencia de conmutación) y de la función de transferencia del filtro se calcula el valor que deberá tener el condensador de filtrado en función de la resistencia R_M como:

$$i_{med,fil} = \frac{N1/N2 \cdot R_M}{R_{Mfil} \cdot C_{fil} \cdot s + 1} = \frac{K_{Si}}{R_{Mfil} \cdot C_{fil} \cdot s + 1} \rightarrow \tau_{fil} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{fil}} = R_{Mfil} \cdot C_{fil}$$

En la siguiente tabla se puede observar la configuración del sensor LEM que mejor se adapta para las diferentes configuraciones de módulo termoelectrónico, la resistencia más adecuada que debe colocarse y el valor del condensador para el filtrado.

Configuración módulo	40s/1p	20s/2p	10s/4p	8s/5p	5s/8p	4s/10p
Isc (A)	2.8	5.6	11.2	14	22.4	28
Imáx_escalado (A)	4.4	8.0	16.2	20.0	33.0	40.0
Ratio de conversión	0.005	0.005	0.003	0.002	0.001	0.001
Imedida_esc (A)	0.022	0.04	0.0486	0.04	0.033	0.04
Vesc_máx (V)	3.3	3.3	3.3	3.3	3.3	3.3
Rm (Ω)	150	82	68	82	100	82
Cfil (uF)	0.56	1	1.2	1	0.82	1

Tabla 3.3: Configuración del sensor LEM en función de la conexión del módulo TEG

Por lo tanto el circuito de sensado y acondicionamiento de corriente estará formado por el sensor LEM LA35-NP, cuatro resistencias y cuatro condensadores para la medida y filtrado en función de la configuración del módulo termoelectrico que podrán seleccionarse mediante jumpers, un diodo zener 1N4729A(3,6V) y un buffer LMH6321.

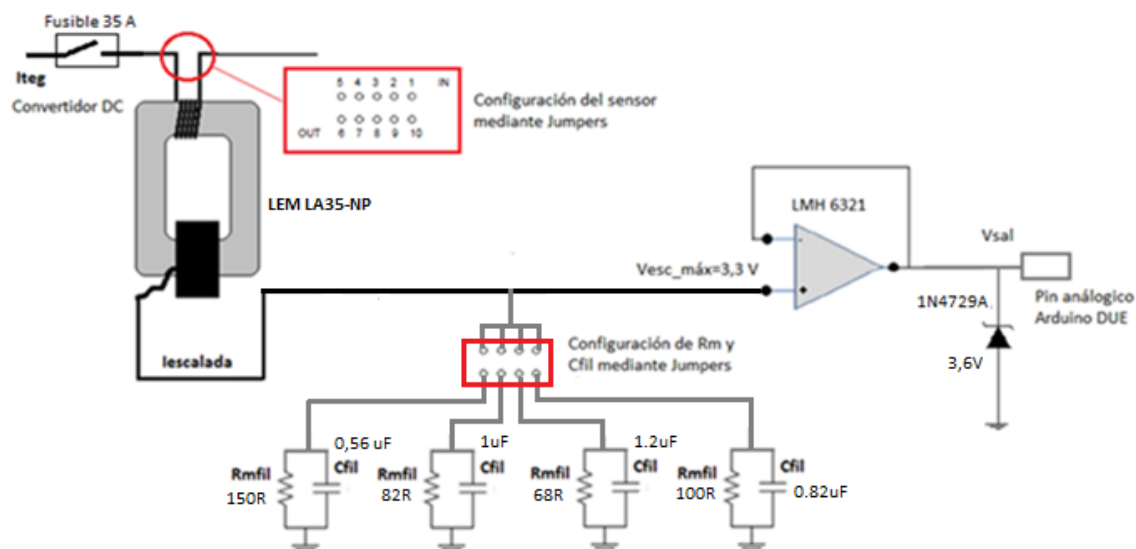


Figura 3.19: Esquema general del circuito de medida y acondicionamiento de corriente

3.6.2-Medida y acondicionamiento de tensión

La necesidad de medir tensiones con un amplio rango de valores, además de proporcionar aislamiento entre potencia y señal y poder ajustar la medida a las exigencias del controlador hace que la medida de tensión se realice mediante un simple divisor resistivo ya que encontrar un sensor de tensión en el mercado con estas características es complicado y caro. En este caso se da la opción de proporcionar aislamiento entre señal y potencia mediante un amplificador operacional (HCPL-7800) pero el circuito se complica ya que será necesario emplear también otro amplificador operacional (OP37) que ajuste la ganancia de la tensión de salida del HCPL-7800 hasta la tensión apropiada que exige el controlador (3,3 V).

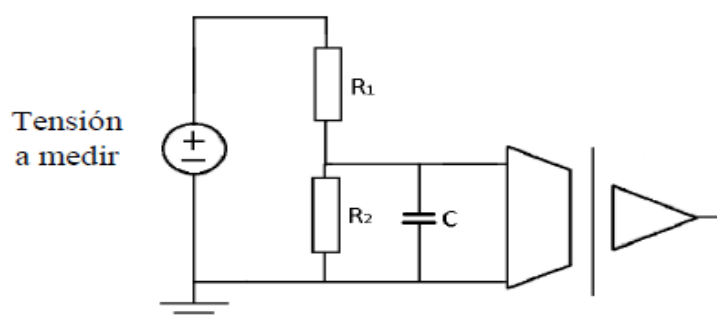


Figura 3.20: Divisor de resistencias para medida de tensión [11]

En este caso se decide realizar un circuito más sencillo aunque no se proporcione aislamiento entre señal y potencia mediante dos resistencias, que además servirán como filtro RC con un condensador y un seguidor para mantener estable la señal de tensión, además de un diodo zener para limitar la tensión de salida del divisor a 3,6V (+/-5%). El valor de dichas resistencias debe ser alto para tener una mayor precisión y que apenas circule corriente por ellas para que no afecte al funcionamiento del convertidor. Debido a la sencillez de este método para la medida de tensión, se decide dimensionar un divisor resistivo para cada una de las posibles configuraciones de módulo termoelectrico tomando varios valores de R1 para que se adapte a los niveles de tensión que se dan en cada caso.

Por ejemplo si se quiere medir el valor de tensión para la configuración de módulo TEG tipo A, en el que la máxima tensión es la de circuito abierto que será de unos 280 V, aunque debido a que el gradiente de temperaturas puede variar y alcanzar una tensión algo superior se establece un margen de seguridad del 25%, es decir que la tensión máxima de medida de 3,3 V se da para una tensión de aproximadamente 1,25 veces la tensión de circuito abierto, en este caso (350 V).

La potencia de las resistencias con las que se va a realizar el divisor resistivo serán de 0,5 W, por lo que la resistencia mínima que deben sumar R1 y R2 debe ser:

$$R_t = R_1 + R_2 = \frac{V^2}{P} = \frac{350^2}{0,5} = 245.000 \Omega$$

A partir de la siguiente ecuación y fijando el valor de R1 se puede hallar el valor de R2:

$$V_{esc} = V_{med} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \rightarrow 3,3 \text{ V} = 350 \text{ V} \cdot \frac{R_2}{1,2M\Omega + R_2} \rightarrow R_2 = 11.422 \Omega \approx 12 \text{ k}\Omega$$

Para una tensión medida máxima de 350 V, al Arduino DUE le llegarán 3,3 V (4095 bit), y por ejemplo para una tensión de 140 V la tensión escalada será:

$$V_{esc} = V_{med} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 140 \cdot \frac{12 \text{ k}\Omega}{1,2M\Omega + 12k\Omega} = 1,386 \text{ V (1720 bit de 4095)}$$

Se establece una frecuencia corte de filtrado de tensión de 100 Hz por lo que a partir de R2 se puede calcular el valor del condensador de filtrado como:

$$\tau_{fil} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{fil}} = R_{2fil} \cdot C_{fil} \rightarrow C_{fil} = \frac{\tau_{fil}}{R_2} = \frac{1,59 \cdot 10^{-3}}{12 \text{ k}\Omega} = 132,5 \text{ nF} \rightarrow 150 \text{ nF}$$

En la siguiente tabla se puede observar los valores de las resistencias R_1 y R_2 del divisor de tensión y el valor del condensador de filtrado para las diferentes configuraciones de módulo termoelectrico posibles:

Configuración módulo	40s/1p	20s/2p	10s/4p	8s/5p	5s/8p	4s/10p
Voc (V)	280	140	70	56	35	28
V _{máx_escalado} (V)	350	175	90	70	45	35
V _{esc_máx} (V)	3.3	3.3	3.3	3.3	3.3	3.3
R_1 (M Ω)	1.20	0.68	0.33	0.25	0.16	0.12
R_2 (K Ω)	12	12	12	12	12	12
C _{fil} (nF)	150	150	150	150	150	150

Tabla 3.4: Configuración del divisor de tensión en función de la conexión del módulo TEG

Por lo tanto el circuito de sensado y acondicionamiento de tensión estará formado por un conjunto de cinco resistencias R_1 y una resistencia R_2 con su respectivo condensador de filtrado en función de la configuración del módulo termoelectrico que podrán seleccionarse mediante jumpers, un diodo zener 1N4728A (3,3 V) para limitar la tensión máxima de la entrada analógica del Arduino DUE y un buffer LMH 6321.

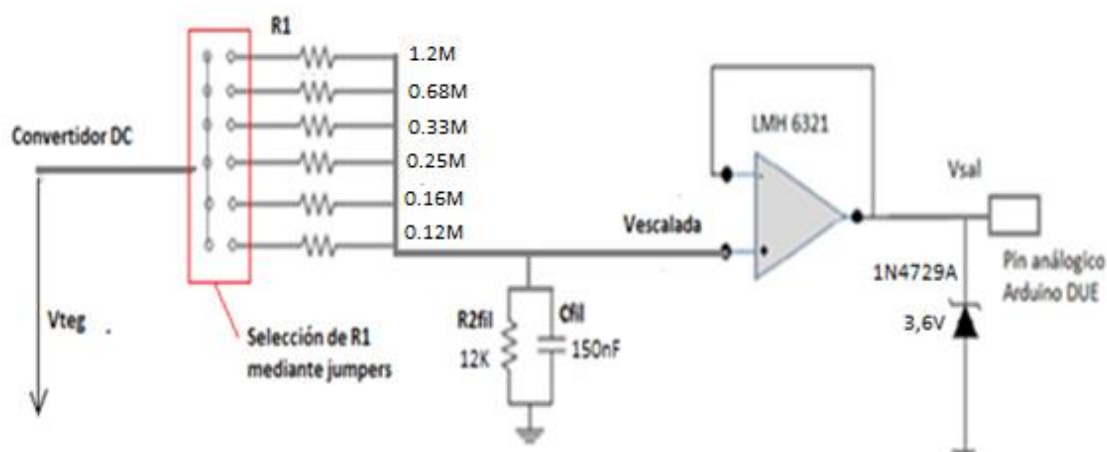
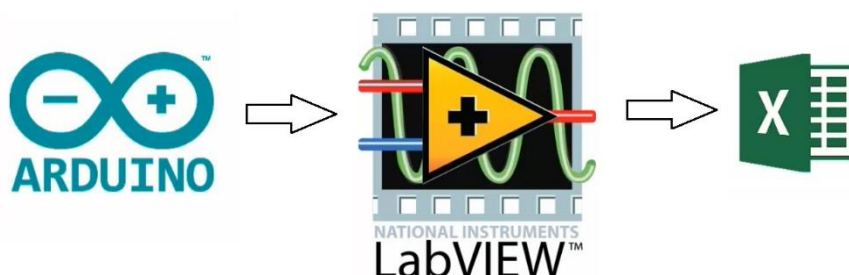


Figura 3.21: Esquema general del circuito de medida y acondicionamiento de tensión

3.7-Adquisición y visualización de datos

Una vez diseñado completamente el convertidor, es necesario implementar el software para adquirir los datos recogidos por los sensores y visualizarlos en la pantalla de un ordenador, por ejemplo mediante una interface gráfica en LabView que permita el monitoreo en tiempo real de las variables de medida (sistema SCADA). En principio se selecciona LabView debido a su sencillez de programación gráfica, su conocimiento y además permite generar archivos con otros formatos (.txt, .xls) de modo que se pueden analizar los datos recogidos con otras herramientas.



Aunque actualmente existen bloques de programación que relacionan la programación de Arduino con Labview directamente (LIFA, LabView Interface For Arduino), debido a que el Arduino en este caso se va utilizar también para el control del convertidor, además de la adquisición de datos, la mejor opción es enviar los datos mediante el serial USB con la función *Serial.print(variable)*. A continuación se puede ver un pequeño programa para la adquisición de datos y el envío mediante USB:

```

/*****
Programa de prueba para la comunicación direccional entre Arduino y LabVIEW
*****/

/* --- VARIABLES --- */

int analogPin0 = A0; /* el pin analógico A0 que usaremos en Arduino */
int analogPin1 = A1;

int tension = 0; /* variable temporal para almacenar los valores medidos */
int corriente = 0;

/* --- SETUP ---*/
void setup() {
    Serial.begin(9600); /* configurando la conexión y la velocidad */
}

/* --- MAIN --- */
void loop() {
    tension = analogRead(analogPin0); /* leemos el valor y lo almacenamos */
    corriente = analogRead(analogPin1);
    Serial.print(tension); /* mostramos el valor almacenado en la variable */
    Serial.print(" "); /* Coma para separar los datos */
    Serial.print(corriente);
    Serial.print("\t");
    //delay(10);
}

```

Figura 3.22: Programa Arduino para la adquisición y envío de datos USB

Para recibir los datos desde Arduino mediante el serial USB, es necesario implementar un programa en LabView que se encargue de recibir y procesar dichos datos para poder visualizarlos en una interfaz gráfica, almacenarlos, exportarlos a Excel, etc. Para ello se puede utilizar el conjunto de herramientas y estándar de configuración *NI VISA* para establecer la comunicación serie entre Arduino y LabVIEW.

-En el siguiente programa propuesto se puede observar como los datos se reciben desde Arduino mediante USB, recibiendo una cadena de caracteres con un valor analógico (0-4095), dicha cadena se separa para obtener el valor correspondiente de la medida de corriente y la de tensión y posteriormente se escala para obtener la medida real (voltios y amperios) y graficarla en tiempo real de acuerdo al tiempo de muestreo. En la interface gráfica de visualización de datos recibidos se puede seleccionar el puerto USB de conexión con Arduino, el valor de tiempo de muestreo de datos y el valor de escalado de los sensores en función de la configuración.

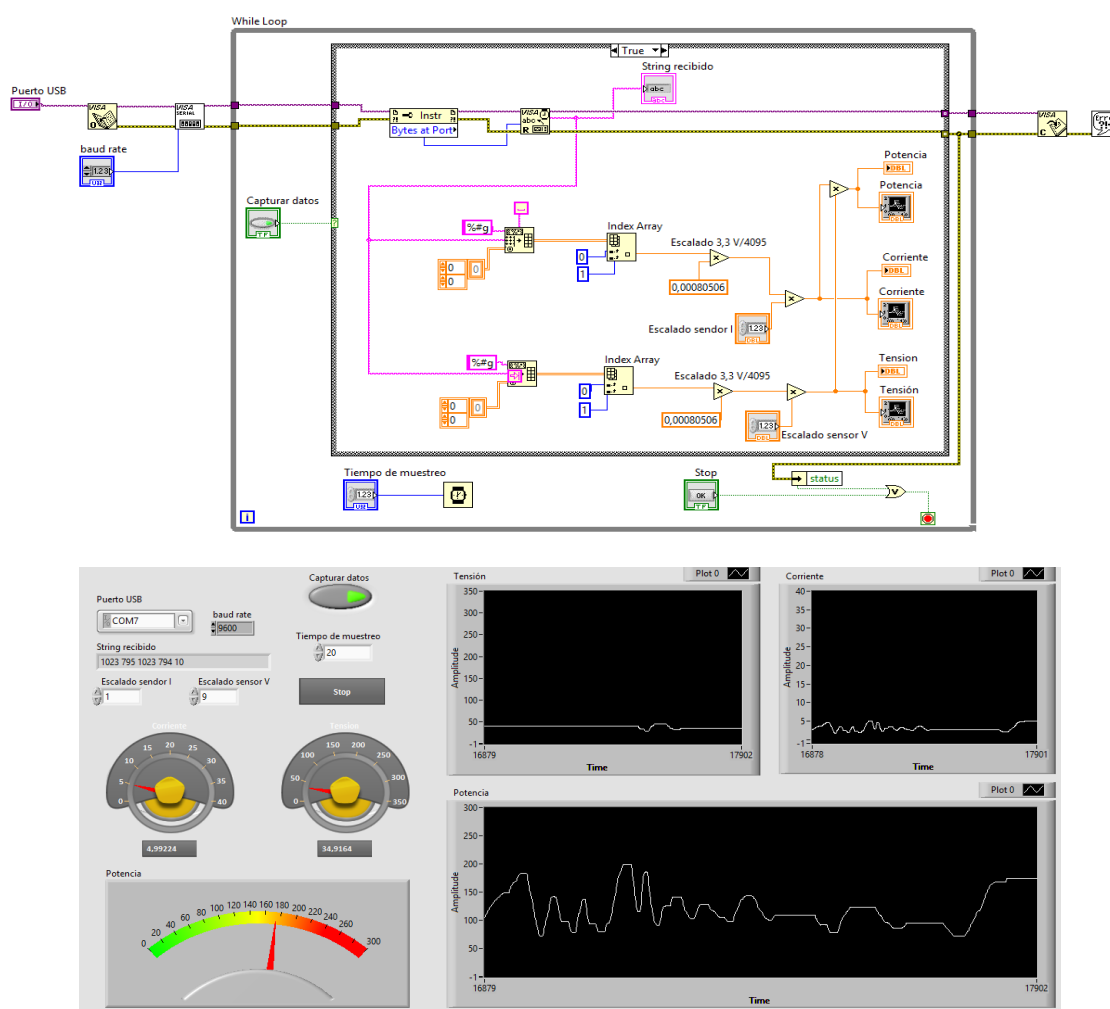


Figura 3.23: Programa e interfaz gráfica para la adquisición y visualización de datos en LabView

Se deja como trabajo futuro el diseño completo y optimización con la programación en Arduino para la adquisición y visualización de los datos recogidos por los sensores de tensión y corriente del convertidor.

Conclusiones y líneas futuras

Con este trabajo fin de grado se ha conseguido realizar el diseño físico del convertidor de potencia DC/DC para realizar el ensayo de generadores termoelectricos con diferentes configuraciones que va a permitir agilizar el trabajo que realiza el grupo de investigación de Ingeniería Térmica y de Fluidos de la UPNA para su aplicación en el aprovechamiento de fuentes de calor residual.

- Se ha estudiado y obtenido el modelo eléctrico de la célula TG12-8L que va a formar parte de los generadores termoelectricos que se someterán al ensayo.
- A partir de un punto de funcionamiento de la célula termoelectrica y en función de su conexión para formar el generador termoelectrico, se ha realizado un estudio de diferentes topologías para la etapa de potencia, valorando los puntos fuertes y débiles de cada una de ellas, para seleccionar la topología que mejor se ajusta a la aplicación. La topología seleccionada consiste en la estructura de un convertidor elevador DC/DC, con la diferencia de que se ha añadido otro interruptor de potencia en serie con la carga.
- Se ha realizado el diseño del inductor a partir de un núcleo de ferrita, que se adecua a los niveles de corriente que van a circular por él y consiguiendo el punto óptimo de pérdidas, ya que en el mercado es complicado encontrar el inductor adecuado para esta aplicación.
- Se han estudiado varias opciones de configuración tanto del condensador de entrada como del de salida, seleccionando aquella que mejor se ajusta a los requerimientos y especificaciones de funcionamiento del convertidor.
- Se han seleccionado los semiconductores; un diodo de recuperación rápida para minimizar las pérdidas a la frecuencia de conmutación y se ha analizado la opción de colocar un Mosfet o un IGBT debido a los niveles de corriente y tensión de funcionamiento, que finalmente tras estudiar sus pérdidas, la mejor opción es la de colocar un Mosfet de canal N.
- Debido al amplio rango de tensiones y corrientes para el que ha sido diseñado el convertidor, aunque la potencia de los módulos termoelectricos que se someterán a ensayo será de unos 200 W, los componentes del convertidor están diseñados para una potencia de casi 1KW, puesto que pueden soportar tensiones de más de 300 V y corrientes de más de 30 A debido a las diferentes configuraciones de módulo que se pueden ensayar. La diferencia con respecto a un convertidor de 1 KW es el dimensionamiento del disipador que irá ligado a los semiconductores, ya que la potencia perdida será mucho menor, puesto que nunca van a convivir las tensiones de 300 V con las corrientes de 30 A.

- Se han analizado las pérdidas de potencia máximas en los semiconductores para dimensionar el disipador más adecuado. También se han analizado las pérdidas máximas que van a producirse en los componentes pasivos y se ha realizado una estimación del rendimiento entorno al punto de máxima potencia mediante simulación, consiguiendo un rendimiento que estará entre el 82% y el 97% dependiendo de la configuración del módulo termoelectrico.
- Se han dado los primeros pasos para realizar el control del convertidor, analizando el lazo de control de corriente, seleccionado el microcontrolador y el driver más adecuado y estableciendo la mejor opción para el algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia
- Se ha diseñado un circuito sencillo de medida para las variables de tensión y corriente del módulo termoelectrico y el acondicionamiento necesario para obtener las medidas mediante un microcontrolador Arduino.
- Se ha propuesto un sistema de interfaz entre Arduino y LabView para la adquisición, visualización y posterior análisis de los datos proporcionados por los sensores.

Como trabajo futuro y para un posterior Trabajo Fin de Grado de la Upna que deberá contemplar prácticamente todo aquello relacionado con el software del convertidor, es decir, la programación del Arduino. Por ello, se plantean los siguientes aspectos como trabajo futuro que deberán desarrollarse para finalizar equipo de medida y ensayo de generadores termoelectricos:

- Diseño de la placa de circuito impreso PCB que será la base sobre la que se conectarán todos los elementos del equipo.
- Se deberá diseñar el sistema de selección de resistencias de carga que mejor se ajuste al funcionamiento del convertidor en función de la configuración del módulo termoelectrico a ensayar.
- Programación en Arduino de las diferentes posibilidades y modo de ensayo de los generadores termoelectricos.
- Programación en Arduino de la generación de la PWM a la frecuencia de conmutación. También, a partir del lazo de control de corriente implementado, se deberá realizar la programación del controlador PI y el algoritmo para el seguimiento del punto de máxima potencia mediante el microcontrolador Arduino DUE.
- Optimización y mejora de diseño de la interfaz entre Arduino y LabView para el procesamiento y análisis de datos.
- Finalmente tras desarrollar tanto el hardware como el software del equipo se deberá realizar el montaje y validación experimental en laboratorio.

Bibliografía y referencias

- [1] L. Marroyo, J. Marcos, "Apuntes de la asignatura Electrónica de Potencia Aplicada", Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica (UPNA).
- [2] N. Mohan, T. M. Undeland and W. P. Robbins, "Electrónica de Potencia: Convertidores, Aplicaciones y Diseño", Ed. McGraw-Hill, 2009 (ISBN 9789701072486).
- [3] Daniel. W. Hart, "Electrónica de Potencia". Madrid, Ed. Pearson, 2001, pp. 236–238.
- [4] P. Turmero, "Componentes magnéticos y criterios de diseño en alta frecuencia", www.monografias.com.
- [5] P. Turmero, "Semiconductores de potencia y criterios de selección", www.monografias.com.
- [6] D. Manuel Rico Secades, "Electrónica de potencia", Área de Tecnología Electrónica, Universidad de Oviedo, 2010.
- [7] E. Bollati, "Generadores termoelectricos, Generación de energía sin partes móviles", Corporex S.A., servicio técnico autorizado de generadores Global Thermoelectric.
- [8] J.J. Arroyo Giner, "Medida de parámetros termoelectricos en un sistema constituido por dispositivos Peltier-Seebeck" Universidad Politécnica de Catalunya, 2013.
- [9] J.A. Chávez, J. Salazar, A. Turó, J. A. Ortega, M. J. García, "Modelado de elementos Peltier mediante analogía de parámetros eléctricos", Universitat Politècnica de Catalunya.
- [10] Ruiz C. Luis J., Beristáin J. José A., Sosa T. Ian M. y Hernández L. Jesús H. "Estudio del Algoritmo de Seguimiento de Punto de Máxima Potencia Perturbar y Observar", RIEE&C, 2010.
- [11] TFG. Tomás Esparza Sola, "Diseño, dimensionado y simulación de un convertidor DC/DC elevador para pilas de combustible", Repositorio institucional de la Universidad Pública de Navarra (Academia-e), 2015.
- [12] TFM. Javier Rollón Rodríguez, "Convertidor DC/DC Elevador (BOOST) con control de corriente y de tensión", Repositorio institucional de la Universidad Pública de Navarra (Academia-e), 2014.
- [13] PFC. Laura Iracheta Rodríguez, "Diseño y desarrollo de prototipos de sondas autónomas con generación termoelectrica para aplicaciones industriales", Repositorio institucional de la Universidad Pública de Navarra, 2013.